

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-201044

(43)Date of publication of application : 18.07.2000

(51)Int.Cl.

H03H 7/09

H02M 1/12

H02M 7/48

(21)Application number : 11-001958

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 07.01.1999

(72)Inventor : EILINGER THOMAS

AZUMA SEI

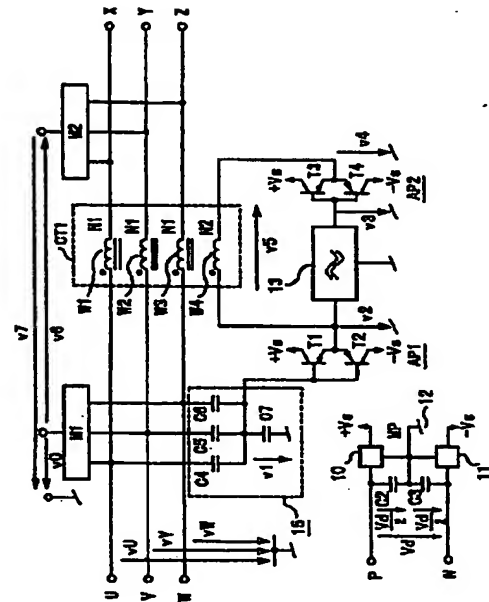
KIMATA MASAHIRO

(54) COMMON MODE NOISE REDUCING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a common mode noise reducing device for surely reducing the high frequency components of a common mode voltage even when the power supply voltage of a buffer type amplifier is set to a further low value.

SOLUTION: This device is provided with a common mode voltage detecting circuit 15 for detecting the common mode voltage of an AC cable way as a common mode voltage compensating circuit, a common mode transformer CT1 equipped with wirings W1, W2, and W3 serially inserted into each phase of the AC cable way and a wiring 4 magnetically engaged with those wirings, a low pass filter 13 for operating by inputting a common mode voltage from the common mode voltage detecting circuit 15 through a complementary buffer amplifier AP1, and a complementary buffer amplifier AP2 for operating by inputting the output of the low pass filter 13. Then, the output difference of the complementary buffer amplifiers AP1 and AP2 is applied to the wiring W4.



*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects AC power supply and a load, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above The common-mode-noise restraint which controlled the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run.

[Claim 2] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above The common-mode-noise restraint which controlled the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run.

[Claim 3] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The conversion means and load of the above 2nd The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the alternating current cable run to connect by the coil group and the 2nd coil of the 1st coil group inserted in the serial, the 2nd coil which passes a compensation common mode current, and the above 1st, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run The common mode transformer which consists of the 3rd coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 3rd coil of the above, And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 2nd coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st,

and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 2nd coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current. The common-mode-noise restraint which controlled the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run.

[Claim 4] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The common mode transformer which consists of the 2nd coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the 1st converter of the above, and the 2nd converter, and the coil group of these 1st, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run. It has a current amplification means to amplify the current of the 2nd coil of the above, and a coupling means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. The common-mode-noise restraint which controlled the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run by supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the coil insertion point of the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run from the above-mentioned grounding point.

[Claim 5] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd. The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st. The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates. And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above. A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run. The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the coil group and the 4th coil of the 3rd coil group inserted in the serial, the 4th coil which passes a compensation common mode current, and the above 3rd, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run. The 2nd common mode transformer which consists of the 5th coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 5th coil of the above. And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 4th coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 4th coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current. The common-mode-noise restraint which was equipped with a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and made the above 1st and the 2nd common mode transformer one apparatus which shares both magnetic circuit.

[Claim 6] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above

1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run, The 2nd common mode transformer which consists of the 4th coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 3rd coil group inserted in the serial on the two poles of the above-mentioned direct-current cable run, and the coil group of these 3rd, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run, It has a current amplification means to amplify the current of the 4th coil of the above, and a coupling means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. By supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run, and the 3rd coil insertion point from the above-mentioned grounding point The common-mode-noise restraint which was equipped with a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and made the above 1st and the 2nd common mode transformer one apparatus which shares both magnetic circuit.

[Claim 7] It is the common-mode-noise restraint according to claim 3 to 6 which a low frequency region intercepts a coupling means and is characterized by a high frequency region controlling the high frequency component of the common mode current in a direct-current cable run by considering as the flowing capacitor.

[Claim 8] It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. By having the 1st and 2nd capacitors connected by making it a serial mutually among the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and connecting the node and grounding point of both the above-mentioned capacitors The common-mode-noise restraint which controlled the high frequency component of the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run.

[Claim 9] Claims 1, 2, or 5 characterized by using a low pass filter more than as the secondary filter thru/or a common-mode-noise restraint given in either of 7.

[Claim 10] Claims 2 and 5 characterized by constituting a buffer means from a complementary-type buffer amplifier, and supplying the DC power supply from a direct-current cable run thru/or a common-mode-noise restraint given in either 7 or 9.

[Translation done.]

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the common mode voltage revealed from the load driven at variable speed especially with an inverter, and the common-mode-noise restraint which controls a common mode current about the reduction of a noise based on inverter equipment etc.

[0002]

[Description of the Prior Art] Drawing 14 For example, the January, Heisei 10 issue semiconductor power conversion study group data (SPC-98-43), Are drawing showing "the active compensating network of the common mode voltage of a mass PWM inverter", and the conventional equipment indicated by the 63-68th page, and it sets to drawing. The voltage type inverter with which 1 includes an alternating current three-phase-circuit network power source, and 2 includes the diode bridge circuit 7, the direct-current capacitor C1 for smooth, and an inverter circuit 8, The heat sink with which in an output cable and 5 a three-phase-circuit motor and 6 perform a grounding point, and 9 radiates [30 / a common-mode-voltage compensating circuit and 4] heat in the above-mentioned voltage type inverter 2, and Z1-Z5 are suspension impedances, and they are mainly equivalent to the capacitor of suspension, respectively. 14 is the frame of the above-mentioned three-phase-circuit motor 5, and is connected to the above-mentioned grounding point 6. By the solid state switch controlled by pulse width modulation etc., an inverter circuit 8 changes direct current voltage into the alternating voltage of a three phase circuit. In order to prevent the risk of electrification, the above-mentioned voltage type inverter 2 and the above-mentioned three-phase-circuit motor 5 are connected to the grounding point 6. In the above-mentioned common-mode-voltage compensating circuit 30, C10-C16 are a capacitor and a common mode transformer in which a transistor, and 31 and 32 have DC power supply, and, as for T10-T13, CT5 has coils W7-W10. Moreover, resistance R2 and a capacitor C16 constitute a high-pass filter.

[0003] Next, it explains per [which the above-mentioned voltage type inverter 2 generates] common mode voltage. Drawing 15 is the wave form chart showing the one section of the triangular wave carrier frequency (switching frequency) of PWM, and the electrical potential difference of the shape of a pulse as the wave of U phase voltage whose (a) is the output voltage of the above-mentioned voltage type inverter 2, and (b) are similarly the waves of W phase voltage and similarly indicated the wave of V phase voltage and (c) to be to drawing 15 according to the command of the electrical potential difference which an inverter circuit 8 should output occurs in drawing. The magnitude of each pulse is the electrical potential difference V_d between the above-mentioned capacitors C1 of drawing 14 . The common mode voltage v_0 which the above-mentioned voltage type inverter 2 generates in a load side by the above-mentioned pulse on the other hand is given as shown in drawing (d), and according to the relation of a formula (1), the electrical-potential-difference step size serves as $(1/3) * V_d$.

$$v_0 = (v_U + v_V + v_W) / 3 \quad (1)$$

In drawing 16 , when 200 considers as a suspension impedance with the grounding point [in / the generation source of the above-mentioned common mode voltage v_0 , and Z101, and / for Z100 / in it / the input side of the above-mentioned voltage type inverter 2] 6, the electrical potential difference of the shape of a step as shown in drawing 15 (d) by the generation source 200 will be impressed. [a suspension impedance with the grounding point 6 of the output side of the above-mentioned voltage type inverter 2] Therefore, the common mode current of the flowing RF and the electromagnetic wave noise resulting from it generate the two above-mentioned suspension impedances. As a path of an actual common mode current, it sets to drawing 14 . The suspension impedance Z2 which exists between the heat sinks 9 connected to the above-mentioned diode bridge circuit 7 and the above-mentioned grounding conductor PE, The suspension impedance Z3 which exists between the above-mentioned inverter circuit 8 and the above-mentioned heat sink 9, It is represented by the suspension impedance Z4 which exists between the above-mentioned output cable 4 and the above-mentioned grounding conductor PE,

and the suspension impedance Z5 which exists between the motor frames 14 connected to the three-phase-circuit input point of the above-mentioned three-phase-circuit motor 5, and the above-mentioned grounding conductor PE, and these all have a capacitive property.

[0004] Next, actuation of the above-mentioned conventional example is explained. The common mode voltage which appears in the output of the above-mentioned voltage type inverter 2 is detected and pressured partially by capacitors C12-C15. The reference point of potential of the above-mentioned common-mode-voltage compensating circuit 30 is obtained by capacitors C10 and C11. Two complementary-type buffer amplifiers AP1 and AP2 constituted by transistors T10-T13 are for preventing the interaction between the above-mentioned high-pass filters C16 and R2, the above-mentioned common mode voltage, and the above-mentioned common mode transformer CT 5. An electrical potential difference is supplied to the above-mentioned complementary-type buffer amplifiers AP1 and AP2 by DC power supplies 31 and 32. With the high-pass filter which consists of a capacitor C16 and resistance R2, after the above-mentioned common-mode-voltage compensating circuit 30 filters the above-mentioned common mode voltage, it impresses the electrical potential difference filtered by the common mode transformer CT 5 of a RF, impresses the electrical potential difference by which filtering was carried out [above-mentioned] to the inverter output of each phase, and negates the high frequency component of the above-mentioned common mode voltage. That is, the 150kHz - 30MHz RF region which is a harmful noise here is set as the object of compensation, and the low-frequency component of common mode voltage is made into the outside of the object of compensation. Thus, the inclination of the common mode voltage in X and Y which are connected to the above-mentioned three-phase-circuit motor 5, and Z terminal voltage is controlled, the current which flows through the suspension impedance which exists between the output cable 4, the three-phase-circuit motor 5, and the earth by this is controlled, and the above-mentioned common-mode-voltage compensating network 30 can control the common mode current which flows through the above-mentioned network power source 1.

[0005] Drawing 17 is drawing showing other conventional equipments indicated by for example, an Institute of Electrical Engineers of Japan industrial application section national conference, No.80, "application to the air-conditioner of an active EMI filter", and the 181-182nd page in Heisei 9, in drawing, 33 is a common mode current compensating circuit, and the common mode current I_{c10} of the input side of a voltage type inverter 2 is detected by the RF common mode transformer CT 6 in the above-mentioned common mode current compensating circuit 33. The secondary current I_{c11} of the above-mentioned high frequency common mode transformer CT 6 which is the detection value of a common mode current is amplified with the current amplifier which consists of transistors T14 and T15 and resistance R3. Thus, the amplified current I_{c12} flows through a capacitor C17, the above-mentioned current amplifier, a direct-current capacitor C1, an inverter circuit 8, and the three-phase-circuit motor 5. Thus, since the above-mentioned current I_{c12} is controlled to have the value which I_{c10} amplified, the common mode current I_{c10} which many parts of the leakage current I_{c13} of the three-phase-circuit motor 5 flow as I_{c12} , and flows through the above-mentioned three-phase-circuit network power source 1 is controlled. Therefore, as a current amplification multiplier (I_{c12}/I_{c10}) is large, the value of the common mode current I_{c10} becomes smaller.

[0006] Drawing 18 is drawing showing other conventional equipments indicated by JP,9-37593,A, and 34 is a common mode current compensating network in drawing. The common mode current caused by the common mode voltage of a voltage type inverter 2 flows through the suspension capacitor C18 between the power semi-conductor of an inverter circuit 8, and a heat sink 9, and the suspension capacitor C19 between the input terminal of the three-phase-circuit motor 5, and a grounding conductor PE. In order to compensate these common mode currents, two capacitors C20 and C21 are connected so that it may become the capacity value of capacity value =C18 of C20, and the capacity value of capacity value =C19 of C21. It connects with the adjustable voltage source 35, and the above-mentioned adjustable voltage source 35 detects the common mode voltage of an inverter, and the above-mentioned capacitors C20 and C21 generate the electrical potential difference which negates the above-mentioned common mode voltage in Terminal a. Consequently, it is set to $I_{c20}=-I_{c18}$ and $I_{c21}=-I_{c19}$, and the common

mode currents I_{c23} and I_{c22} which flow through the above-mentioned three-phase-circuit network power source 1 are controlled.

[0007]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] First, in the conventional equipment shown in drawing 14, since the high frequency component of common mode voltage is set as the target of control compensation as mentioned already, high-pass filters C16 and R2 extract the high frequency component from the output of the common mode voltage detected by C12-C15, and the output is impressed to the coil W10 of the common mode transformer CT 5. And in order to prevent an interaction with an input and an outgoing end before and after this high-pass filter, it has the composition of forming the complementary-type buffer amplifiers AP1 and AP2. control compensation of common mode voltage should ensure from the above configuration -- it may not be -- etc. -- there is a trouble. Hereafter, this phenomenon is explained to a detail.

[0008] Drawing 19 shows this compensating network part, and M1 and M2 are equipment which measures the common mode voltage of the three-phase-circuit line for explanation in drawing. Moreover, drawing 20 R> 0 is drawing showing the result of having compensated common mode voltage using the high-pass filter of the conventional example. In drawing an axis of abscissa A time-axis, The output voltage v_4 of complementary-type buffer amplifier AP2 and (d of the common mode voltage v_0 in the three-phase-circuit motor 5 which generates (a) by the inverter circuit 8, the output voltage v_3 of the high-pass filter [in / in (b) / drawing 19 R> 9] 20, and (c)) are the common mode voltage v_7 after compensation. Both v_0 , v_3 , v_4 , and v_7 are standardized by $1/2$ of the direct current voltage V_d of the direct-current capacitor C1 of a voltage type inverter 2, and $V_d/2$. Moreover, three patterns, respectively on a par with a longitudinal direction show the wave of the typical common mode voltage v_0 , and the thing at the left end of illustration is illustrated by previous drawing 15. That is, the common mode voltage v_0 of this pattern starts, and the height of the step of falling is set to one third of direct current voltage V_d . Each of the step height of other two persons' pattern is larger than $V_d/3$.

[0009] A high-pass filter consists of resistance R2 connected to juxtaposition at the capacitor C16 inserted in the serial between input/output terminals, and the output terminal, as the example of a type was shown in drawing 14. Therefore, when the electrical potential difference v_0 of the shape of a step as shown in a high-pass filter with a natural thing at drawing 20 (a) is inputted, the output voltage v_3 once starts from a zero level to the peak value equivalent to the height of a step (or it falls).

[0010] By the way, with the conventional equipment illustrated to drawing 14, since complementary-type buffer amplifier AP2 consists of single end push0pull circuits of DC power supplies 31 and 32 and transistors T12 and T13, it can output only the amplitude to electrical-potential-difference**50V of DC power supplies 31 and 32. On the other hand, although the output of the step height of common mode voltage v_0 is possible for the thing to the $1/3$ ($280/3 \approx 93.3V$) since the electrical potential difference V_d of the direct-current capacitor C1 of a voltage type inverter 2 is 280V, when step height exceeds the above-mentioned value, the output voltage will be restricted.

[0011] When it is the common mode voltage v_0 from which this situation is shown and left end step height is set to $V_d/3$, drawing 20 (c) Although there is no distortion in output wave v_4 of a high-pass filter, in the case of the common mode voltage v_0 shown in the center of the said drawing and right end at which step height exceeds $V_d/3$ As with a circle surrounds and shows to drawing, the peak value of the output voltage v_4 of a high-pass filter is restricted by the electrical potential difference of DC power supplies 31 and 32, and it becomes what was distorted from the original high-pass filter output wave. Consequently, as with a circle surrounds and showed to this drawing (d), the steep wave-like part which is not compensated substantially will exist in the electrical potential difference v_7 compensated based on this electrical potential difference v_4 , a high frequency component will be contained on it, and there was a trouble that a common mode current could not be controlled completely in it.

[0012] Moreover, although what is necessary is just to have raised the electrical-potential-difference value of the voltage source of complementary-type buffer amplifier AP2 which becomes preventing this from the above-mentioned transistors T12 and T13, pressure-proofing

will need a large thing for the above-mentioned transistors T12 and T13 by this, and there was a trouble that cost became high. Moreover, generally, if the proof-pressure specification is raised, the response engine performance will fall, the output characteristics as a high-pass filter decline, and it becomes imperfect as a result compensating a transistor common mode current control.

[0013] Moreover, with the conventional equipment of drawing 14, by impressing an electrical potential difference, a common mode current is controlled and a common mode current is controlled by impressing a current with the conventional equipment of drawing 17. Though natural, if these two approaches are enforced to coincidence, the depressor effect of a common mode current will also become large, but the conventional equipment shown in drawing 14 needs a common mode transformer for the output side of an inverter, in order to impress common mode voltage to the three-phase-circuit output voltage of an inverter. Moreover, the conventional equipment shown in drawing 17 needs a common mode transformer for the input side of an inverter, in order to detect a common mode current. Therefore, the transformer needed to be connected to the input side and output side of an inverter as equipment, respectively, and when it considered as the configuration which carries out the two above-mentioned conventional examples to coincidence, there was a trouble that cost, weight, and the volume became large.

[0014] Moreover, it sets to the conventional equipment shown in drawing 18. Although [the capacity value of the above-mentioned capacitors C20 and C21] it is the same as the capacity value of the capacitors C18 and C19 of the above-mentioned suspension Since the value of the capacitor of the above-mentioned suspension changed when the die length and the three-phase-circuit motor 5 of the output cable 4 are exchanged to another motor, it had the trouble that the capacity value of the above-mentioned capacitors C20 and C21 had to be adjusted each time.

[0015] This invention aims at obtaining the common-mode-noise restraint whose control with the high frequency component of common mode voltage positive also as a thing of a lower value was made in order to cancel the above troubles, and is attained in the supply voltage of that complementary-type buffer amplifier.

[0016] Moreover, it aims at heightening the depressor effect of the high frequency component further. Furthermore, while aiming at improvement in a degree of freedom of the installation location of the compensation means of common mode voltage and the compensation means of a common mode current, it aims at realizing facilitation of the configuration at the time of both juxtaposition. Moreover, it aims at realizing facilitation of the configuration also about the compensation means of a common mode current.

[0017]

[Means for Solving the Problem] The common-mode-noise restraint concerning this invention A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects AC power supply and a load, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above The high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run is controlled.

[0018] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the

serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above The high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run is controlled.

[0019] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The conversion means and load of the above 2nd The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the alternating current cable run to connect by the coil group and the 2nd coil of the 1st coil group inserted in the serial, the 2nd coil which passes a compensation common mode current, and the above 1st, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run The common mode transformer which consists of the 3rd coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 3rd coil of the above, And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 2nd coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 2nd coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current The common mode current in the above-mentioned direct-current cable run is controlled.

[0020] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The common mode transformer which consists of the 2nd coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the 1st converter of the above, and the 2nd converter, and the coil group of these 1st, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run, It has a current amplification means to amplify the current of the 2nd coil of the above, and a coupling means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. By supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the coil insertion point of the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run from the above-mentioned grounding point, the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run is controlled.

[0021] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and

operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run, The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the coil group and the 4th coil of the 3rd coil group inserted in the serial, the 4th coil which passes a compensation common mode current, and the above 3rd, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run The 2nd common mode transformer which consists of the 5th coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 5th coil of the above, And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 4th coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 4th coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current It has a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and let the above 1st and the 2nd common mode transformer be one apparatus which shares both magnetic circuit.

[0022] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run, The 2nd common mode transformer which consists of the 4th coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 3rd coil group inserted in the serial on the two poles of the above-mentioned direct-current cable run, and the coil group of these 3rd, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run, It has a current amplification means to amplify the current of the 4th coil of the above, and a coupling means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. By supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run, and the 3rd coil insertion point from the above-mentioned grounding point It has a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and let the above 1st and the 2nd common mode transformer be one apparatus which shares both magnetic circuit.

[0023] Moreover, a high frequency region controls the high frequency component of the common mode current in a direct-current cable run by considering as the flowing capacitor by the common-mode-noise restraint concerning this invention intercepting that coupling means, as for a low frequency region.

[0024] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the

direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. By having the 1st and 2nd capacitors connected by making it a serial mutually among the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and connecting the node and grounding point of both the above-mentioned capacitors The high frequency component of the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run is controlled.

[0025] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention uses that low pass filter more than as the secondary filter.

[0026] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention constitutes that buffer means from a complementary-type buffer amplifier, and supplies those DC power supply from a direct-current cable run.

[0027]

[Embodiment of the Invention] The gestalt 1 of implementation of this invention is explained based on drawing below gestalt 1. of operation. Drawing 1 shows the common-mode-voltage compensating network as a common-mode-voltage compensation means of this invention, and newly pictures the part equivalent to 30 of conventional example drawing 14 according to this invention. Since it is the same as that of the conventional example except the part shown in drawing 1, explanation is omitted. 13 is a low pass filter. With transistors T1 and T2, complementary-type buffer amplifier AP1 as 1st buffer means of a high input-impedance low-power output impedance is constituted, and the function to prevent the interaction between the common-mode-voltage detectors 15 as a common-mode-voltage detection means, the low pass filters 13, and the common mode transformers CT 1 which consist of capacitors C4-C7 is given. Let the reference point of potential be the neutral point MP of the direct current voltage of a voltage type inverter 2 (12) in the above-mentioned common-mode-voltage compensating circuit. The above-mentioned neutral point MP is obtained by carrying out an electrical potential difference V_d for 2 minutes by the capacitors C2 and C3 with the same capacity value connected to the above-mentioned positive terminal P and the negative terminal N. Complementary-type buffer amplifier AP1 of the above 1st is connected to the voltage source of V_s on the basis of the potential of the above-mentioned neutral point MP. The two above-mentioned voltage sources are acquired by the direct currents to direct current converter 10 and 11 as a pressure-lowering means. The output of complementary-type buffer amplifier AP1 of the above 1st is connected to the coil W4 and low pass filter 13 as the 2nd coil of the above-mentioned common mode transformer CT 1. The function to prevent the interaction between the above-mentioned low pass filter 13 and the above-mentioned coil W4 is given by transistor T3 and complementary-type buffer amplifier AP2 as 2nd buffer means which consists of T four.

[0028] Next, actuation is explained using drawing 1. The above-mentioned common-mode-voltage detector 15 detects the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects an inverter circuit 8 and the three-phase-circuit motor 5. When based on the potential of the above-mentioned neutral point MP, the common mode voltage v_0 of the above-mentioned voltage type inverter 2 uses output voltage v_U , v_V , and v_W . $v_0 = (v_U + v_V + v_W) / 3$ (1)

It is expressed. In drawing 1, the input voltage v_1 of 1st complementary-type buffer amplifier AP1 is proportional to the above-mentioned common mode voltage v_0 , and is obtained by pressuring partially by capacitors C4, C5, C6, and C7. An electrical potential difference v_1 is at this time. $v_1 = C_x / (C_x + C_7) * (v_U + v_V + v_W)$
 $= k * (v_U + v_V + v_W) / 3 = k * v_0$ (2)

It is here. $C_4 = C_5 = C_6 = C_x$, $k = 3 * C_x / (C_x + C_7)$ (3)

It is expressed.

[0029] Moreover, the electrical potential difference v_5 concerning the above-mentioned coil W4 is v_3 and v_4 in the output of complementary-type buffer amplifier AP1 of the above 1st, respectively about the input and output of complementary-type buffer amplifier AP2 of v_2 and the above 2nd. $v_5 = v_2 - v_4 * v_2 - v_3$ (4)

Here, since the electrical potential difference v_3 serves as a wave which multiplied the electrical

potential difference v_2 by the transfer function of a low pass filter 13, the electrical potential difference of v_2-v_3 , v_5 [i.e.,], serves as a wave which multiplied the electrical potential difference v_2 by the transfer function of a high-pass filter. Namely, $v_5=f*v_2$ (f : transfer function as a high-pass filter)

[0030] This wave is what is set to $N_1/N_2=1/k$ although it is amplified by the ratio of the coil N_1 of W_1 , W_2 , and W_3 which is a coil of each **** 1 of the common mode transformer CT 1, and the coil N_2 of the 2nd coil W_4 and becomes an electrical potential difference v_6 . $v_6=v_5/k$ (5) It becomes. Moreover, it is from $v_2*v_1=k*v_0$. v_6*k*v_0 (6)

It becomes. That is, an electrical potential difference v_6 will have the property which let the high-pass filter pass to the electrical potential difference v_0 . The above-mentioned electrical potential difference v_6 is impressed to each of the output voltage v_U , v_V , and v_W of the above-mentioned voltage type inverter 2 as common mode voltage by the above-mentioned common mode transformer CT 1. Therefore, ingredients, such as a RF ferrite core, are used for the above-mentioned common mode transformer CT 1 as usual. In order to simplify explanation here, electrical potential differences v_0 , v_6 , and v_7 shall be measured like drawing 1 by the common-mode-voltage measuring devices M1 and M2 which do not exist in fact.

[0031] Drawing 2 explains basic actuation of the above-mentioned common-mode-voltage compensating network. In drawing, an electrical potential difference v_5 and (d of the common mode voltage v_0 in the three-phase-circuit motor 5 which generates (a) by the inverter circuit 8, the common mode voltage [in / in (b) / drawing 1] v_1 and the output voltage v_3 of a low pass filter 13, and (c)) are v_7 after the common mode voltage v_0 before compensation, and compensation, using an axis of abscissa as time amount. The wave over the common mode voltage v_0 of three patterns is shown, respectively. Since there are few voltage drops in the above 1st and the 2nd complementary-type buffer amplifier AP1 and AP2, it is v_1*v_2 and v_3*v_4 . In drawing 2 (c), it is shown that it is the property in which the above-mentioned electrical potential difference v_5 let the high-pass filter pass as compared with the above-mentioned electrical potential difference v_1 . By adding the common mode voltage v_6 for compensation to the common mode voltage v_0 generated from the first, the electrical-potential-difference inclination of the common mode voltage v_7 generated by inverter actuation is much low stopped as compared with the common mode voltage v_0 before compensation, as shown in drawing 2 (d). That is, the high frequency component of common mode voltage is controlled sharply. Moreover, the common-mode-voltage compensation actuation in this invention can respond to various electrical-potential-difference steps, as shown in drawing 2.

[0032] The common-mode-voltage compensation actuation by this invention at the time of considering as a circuit and these conditions when drawing 20 explains for contrast with the conventional example of drawing 14 is shown in drawing 3. An electrical potential difference v_6 and (d of the common mode voltage v_0 in the three-phase-circuit motor 5 which generates (a) by the inverter circuit 8, the electrical potential difference [in / in (b) / drawing 1] v_2 and an electrical potential difference v_4 , and (c)) are the common mode voltage v_0 before compensation, and the common mode voltage v_7 after compensation. In this invention, in order to compensate common mode voltage using a low pass filter 13, voltage limiting as shown in drawing 20 (c) is not received.

[0033] Here, that description is tried by drawing 4 and drawing 5 about the difference in that output voltage property the case where the conventional high-pass filter 20 is used, and at the time of using the low pass filter 13 by this invention. First, drawing 4 explains actuation of the common-mode-voltage compensation section by the configuration of this invention, and in drawing, similarly the electrical potential difference [in / (a), and / in (b) / the circuit diagram of drawing 1] v_4 and (c) are electrical potential differences v_5 , and are defined by ($v_5=v_2-v_4$).

[common mode voltage v_0] It is assumed that the magnitude of the common mode voltage v_0 shown by (a) was the wave of the shape of a step of double sign 1 as shown in drawing. At this time, an electrical potential difference v_4 serves as a wave which let the low pass filter 13 pass to the wave of (a), as shown in drawing (b). Therefore, an electrical potential difference v_5 serves as a wave to which height let the high-pass filter of the magnitude of 2 pass, as shown in (c), it is impressed to a coil W_4 , and is committed as a common mode compensation electrical

potential difference. In the magnitude of 1 [**], since the electrical potential difference which complementary-type buffer amplifier AP2 which consists of transistor T3 and T four at this time outputs is good, if there is 1 more than magnitude of the supply voltage V_s of drawing 1, the compensation actuation of it will be attained.

[0034] Next, actuation of the common-mode-voltage compensation section by the configuration of the conventional example of drawing 5 is explained. Similarly in drawing, the electrical potential difference [in / (a), and / in (b) / the circuit diagram of drawing 19] v_3 and (c) are electrical potential differences v_4 . [common mode voltage v_0] It is assumed that the magnitude of the common mode voltage v_0 shown by (a) was the wave of the shape of a step of double sign 1 like drawing 4. At this time, an electrical potential difference v_3 serves as a wave which let the high-pass filter 20 pass to the wave of (a), as shown in drawing (b). Therefore, as for an electrical potential difference v_3 , height serves as a wave of the magnitude of 2. Supposing the magnitude of supply voltage V_s is 1 like drawing 4 at this time, the wave of an electrical potential difference v_3 will turn into a wave into which the peak was cut as shown in drawing (c), without being transmitted as it is. Therefore, as mentioned already, there is a problem that common mode voltage cannot be compensated completely. Moreover, in order to compensate completely, it is necessary to double transistor T3 and the supply voltage value which drives T four, and pressure-proofing of transistor T3 and T four must be made into twice, and cost increases. On the contrary, since transistor T3 and T four can be driven on a low electrical potential difference, cost does not increase, and the response characteristic as a complementary-type buffer amplifier also becomes good, in this invention, a result is carried out and the more positive depressor effect of the high frequency component of common mode voltage realizes it.

[0035] Thus, since the inclination of the above-mentioned electrical potential difference v_7 as common mode voltage which an inverter generates decreases, it can control the RF leak current which flows to the above-mentioned suspension impedances Z4 and Z5 with the remarkable property as capacitance. And in order to control the surge voltage generated for the terminal of the above-mentioned three-phase-circuit motor 5, the insulating design of a three-phase-circuit motor becomes easy. Moreover, since it can compensate also corresponding to the magnitude of the step of the zero phase voltage by what kind of PWM, depressor effect of a common mode current can be enlarged more.

[0036] In addition, although the common-mode-voltage compensation means is inserted in the alternating current cable run between the voltage type inverter 2 connected to the three-phase-circuit network power source 1, and the three-phase-circuit motor 5 which is a load in the above explanation, it cannot be overemphasized that you may make it control the high frequency component of the common mode voltage which inserts a voltage type inverter 2 in the general alternating current cable run which is not related, and is generated in the alternating current cable run concerned.

[0037] It explains how the degree of the above-mentioned low pass filter 13 influences common-mode-voltage control in gestalt 2. of operation, next drawing 6. In the case of measurement of the noise which equipments, such as an inverter, generate toward a network power source, and measurement of the so-called noise terminal voltage, a standard impedance is inserted between equipment and a network. This is called LISN (Line Impedance Stabilization Network: false power circuit network), and shows by 21 in drawing 6. The above LISN21 has an impedance Z6 between grounding conductors. In order to simplify explanation here, the common-mode-voltage measuring instrument M3 shall be connected between the above LISN21 and a voltage type inverter 2.

[0038] Drawing 7 expresses typically the equal circuit in the common mode which includes a common-mode-voltage compensating network among the circuits of drawing 6. The Laplace field is describing all the notations described at drawing 7. Here, Z_{in} expresses the impedance to which parallel connection of the above-mentioned suspension impedances Z1-Z3 and the impedance Z6 of the above LISN21 was carried out, and Z_{out} expresses the impedance to which parallel connection of the above-mentioned suspension impedances Z4 and Z5 was carried out. The Laplace transform of a low pass filter is expressed as a TLP. The common mode voltage v_0 of a voltage type inverter and the relation of the common mode voltage V_{cm}

measured with the above-mentioned measuring instrument M3 are expressed as follows.

$$V_{cm}=(-Z_{cin}/(Z_{cin}+Z_{cout}))*v_0*TLP \quad (7)$$

[0039] This shows that the depressor effect of the common mode voltage V_{cm} (high frequency component) by the side of a network is directly concerned with the function TLP of the above-mentioned low pass filter. Moreover, the more the degree of a low pass filter is high, the more depressor effect of the above-mentioned common mode voltage V_{cm} can be made high. In order to explain briefly, the compensation effect of the common mode voltage when changing the degree of a low pass filter into drawing 8 is shown. In drawing, the compensation electrical potential difference v_6 for the common mode voltage v_0 which standardized (a) to the unit step, and (b) to compensate the above-mentioned common mode voltage, the common mode voltage v_7 after compensation in which (c) is equivalent to v_0*TLP in an upper type (7), and (d) show the frequency characteristics of a filter. The voltage waveform in the point of a time-axis 0 becomes smooth, so that the degree of a filter is higher than drawing (b). To the thing with the specifically large electrical-potential-difference inclination in the point of a time-axis 0 in the case of the primary filter, the voltage waveform becomes smooth and the electrical-potential-difference inclination is small, so that the degree of a filter becomes high. The electrical-potential-difference standup in the voltage waveform after compensation (c) becomes so smooth that the degree of a filter is large by this, and the high frequency component by the electrical potential difference v_7 will be stopped low as a result. Since the attenuation factor in a RF will become larger as are shown in (d), and the degree of a low pass filter is large if this is checked in a frequency domain, it is clear that a high frequency component decreases to the wave of a step response as shown in (a). Therefore, the more it enlarges the degree of a low pass filter, the high frequency component of v_0*TCP will decrease, the more the current which flows to the suspension capacitor which forms Z_{cin} and Z_{cout} dominantly as a result will decrease, and the noise by the common mode current can be controlled further.

[0040] Gestalt 3. drawing 9 of operation is drawing showing the whole equipment at the time of unifying a common-mode-voltage compensating network and a common mode current compensating network, and the compensating network 3 as the unified common mode voltage and a common mode current compensation means is connected to the alternating current cable run between the outputs U, V, and W of the above-mentioned three-phase-circuit electrical-potential-difference mold inverter 2, and the terminals X, Y, and Z of the three phase circuit of the above-mentioned output cable 4. Moreover, the above-mentioned positive terminal P, a negative terminal N, and a grounding conductor PE are connected to the above-mentioned compensating network 3. Since fundamental actuation of a common-mode-voltage compensating network is the same as that of the gestalten 1-2 of operation, explanation is omitted. The circuit of the common mode current compensation means in drawing 9 is shown in drawing 10. In drawing, the 2nd common mode transformer by which CT2 detects a common mode current, transistors T5 and T6, and resistance R1 constitute the source AP 3 of the current control current which is a current amplification means. A capacitor C8 is a coupling means to connect the 2nd end and grounding conductor PE of a coil W5 of the common mode transformer CT 2. The common mode transformer CT 2 which detects the above-mentioned common mode current. The output terminal U of the above-mentioned voltage type inverter 2 Connect with the alternating current cable run between V, W, and the above-mentioned output cable 4 at a serial, for example, the ferrite core of a RF is used. Three coils W1 and W2 and W3 are rolled by N1 same turn, similarly the coil W5 handling low power is coiled by N1 turn, and the coil W6 handling low power is coiled by N3 turns. The above-mentioned common mode transformer CT 2 detects the common mode current I_{c1} outputted to a load side by the above-mentioned voltage type inverter 2. The above-mentioned current I_{c1} flows from the above-mentioned three-phase-circuit motor 5 through a grounding conductor PE to the above-mentioned voltage type inverter 2. A capacitor C8 carries out the decoupling of the coil W6 and grounding conductor PE of the above-mentioned transformer CT 2 in low frequency, i.e., since a low frequency region is intercepted and it flows through a RF region, it is connected.

[0041] The place made into the purpose of the above-mentioned common mode current compensating network is controlling the current I_{c2} in drawing as compensating current

(compensation common mode current). By letting the above-mentioned capacitor C8 pass for a current I_{c2} , and supplying the direct-current cable run which connects the diode bridge circuit 7 and an inverter circuit 8, the common mode current I_{c3} which flows to the above-mentioned grounding conductor PE is controlled, and the common mode current which flows into the above-mentioned three-phase-circuit network power-source side as a result can be controlled sharply. If detail actuation is explained, in order to control the above-mentioned compensating current I_{c2} equally to I_{c1} , the above-mentioned common mode transformer CT 2 detects the current I_{c4} which amplified the difference (that is, it is equivalent to the current after compensation) of a current I_{c1} and a current I_{c2} according to the following formulas using a coil W6.

$$I_{c4} = \alpha * (I_{c1} - I_{c2}) \quad (8)$$

$$\alpha = N_1 / N_3 : \text{Turn ratio} \quad (9)$$

[0042] The above-mentioned current I_{c4} is further amplified by the above-mentioned source AP 3 of the current control current, and is outputted. The output current I_{c3} of the above-mentioned source AP 3 of the current control current is as follows when beta is made into the current amplification gain of transistors T5 and T6.

$$I_{c5} = (1 + \beta) * I_{c4} \quad (10)$$

As a result, the relation between the compensation common mode current I_{c2} and the common mode current I_{c3} is as follows.

$$I_{c2} = ((\alpha * \beta) / (1 + \alpha * \beta)) * I_{c1} \quad (11)$$

$$I_{c3} = (1 / (1 + \alpha * \beta)) * I_{c1} \quad (12)$$

As mentioned above, as a turn ratio α is large, and as the current amplification gain β of a transistor is larger, a current I_{c2} becomes more nearly equal to a current I_{c1} . Since the current I_{c2} which flows through the above-mentioned capacitor C8 will turn into the current I_{cpn} which flows to a direct-current capacitor C1 and will not flow to a network power source, the common mode current I_{c3} is controlled and it can control the high frequency component of a common mode current which flows through the three-phase-circuit network power source 1.

[0043] As mentioned above, it sets in the gestalt 3 of this operation. Since it is considered as the configuration which enables detection of the current equivalent to the current after compensation rather than the direct-current cable run which supplies a compensation common mode current by equipping the common mode transformer CT 2 with coils W5 and W6 in spite of having been the location of the alternating current cable run by the side of a load. The common mode transformer for common-mode-voltage compensation and the common mode transformer for common mode current compensation can both be inserted in the same alternating current cable run. Namely, the common mode transformer CT 2 in drawing 10 and the common mode transformer CT 1 for common-mode-voltage compensation can consist of conventional examples now as one transformer by having enabled it to connect to the alternating current cable run of the output side of an inverter the common mode transformer for common mode current compensation which suited the input side of an inverter by this invention. The example of a configuration which united the above-mentioned common mode transformers CT1 and CT2 with drawing 11 is shown. The common mode transformers CT1 and CT2 in the above-mentioned common-mode-voltage compensating network and the above-mentioned common mode current compensating network are made into one apparatus using two ferrite cores like drawing 11. Thickness of the ferrite core 1 which participates in the coils W5 and W6 with which low power is presented can be made small.

[0044] As mentioned above, according to this invention, the above-mentioned common-mode-voltage compensating network controls a current I_{c1} , since I_{c1} which remained further is bypassed to the direction of the direct-current cable run of the above-mentioned voltage type inverter, the common mode current which flows through the above-mentioned three-phase-circuit network power source 1 is controlled sharply, and the above-mentioned common mode current compensating network can control further noise generating from an inverter machine to a network side.

[0045] Moreover, since the above-mentioned common-mode-voltage compensating network is constituted using a low pass filter, it can respond also to the step of the common mode voltage

by what kind of Pulse Density Modulation, and it becomes possible to control generating of a noise more certainly.

[0046] Moreover, the formation of small lightweight of equipment and low cost-ization are realizable by having made into one apparatus the common mode transformer needed for the above-mentioned common-mode-voltage compensating network and the above-mentioned common mode current compensating network.

[0047] In addition, although the capacitor C8 which intercepts a low-frequency component and flows through a high frequency component is adopted and the high frequency component of a common mode current was controlled, you may make it expand the frequency region for control in a common mode current above by adopting a coupling means to have conductivity in a still larger frequency region as a coupling means to constitute the energization way of the compensation common mode current Ic2.

[0048] Other gestalten which united the common-mode-voltage compensating network and the common mode current compensating network with gestalt 4. drawing 12 of operation are shown. In drawing, 25 is the compensating network which unified the common-mode-voltage compensating network and common mode current compensating network as a common-mode-voltage common mode current compensation means. Although that common-mode-voltage detector 15 has established the common-mode-voltage compensating circuit in the alternating current cable run which is the output cable 4 as well as the previous example of a gestalt, that common mode transformer CT 3 is inserted in the direct-current cable run which connects the diode bridge circuit 7 and an inverter circuit 8, and has composition which supplies the compensation electrical potential difference v5 supplied to a coil W4 to this direct-current cable run through a coil W2 and W3. Since fundamental actuation is the same as that of the thing of the previous example of a gestalt, the explanation beyond it is omitted.

[0049] On the other hand, a common mode current compensating network has the composition which forms that common mode transformer CT 4 in the above-mentioned direct-current cable run, amplifies the current detected with the coil W2 inserted in the serial on the two poles of this direct-current cable run, W3 and both [these] the coils W2, and the coil W5 magnetically combined with W3, and supplies that output to the location by the side of a load from the common mode transformer CT 4 of the above-mentioned direct-current cable run. That is, if the point of having formed the common mode transformer in the direct-current cable run by the side of a load from the diode bridge circuit 7 is removed, there will not be a common mode current compensating network which showed the common mode transformer concerned by conventional drawing 17 prepared in the alternating current track by the side of a power source from the diode bridge circuit 7, and a place which changes fundamentally. Of course, the configuration of the common mode current compensating network explained by previous drawing 10 may be adopted.

[0050] Thus, since it not only can control the leakage current which flows the above-mentioned suspension impedances Z4 and Z5 by having connected the above-mentioned compensating circuit 25 to the direct-current cable run of the above-mentioned voltage type inverter 2, but the flowing leakage current can control the suspension impedance Z3 which exists between a solid state switch and a heat sink 9, noise generating from an inverter machine to a network side can be controlled further.

[0051] Moreover, the above-mentioned common-mode-voltage compensating network controls the common mode current Ic1 which flows the three-phase-circuit motor 5, since the above-mentioned common mode current compensating network bypasses Ic1 which remained further to the direct-current cable run of the above-mentioned voltage type inverter 2, the common mode current which flows through the above-mentioned three-phase-circuit network power source 1 is controlled sharply, and it can control further noise generating from an inverter machine to a network side.

[0052] Moreover, the common mode transformer needed for the above-mentioned common-mode-voltage compensating network and the above-mentioned common mode current compensating network is made into one apparatus. And since the common-mode-voltage compensating network and common mode current compensating network which were formed into

the top Norikazu object are connected as shown in drawing 1212 . Since the coil in the above-mentioned common mode transformer can make it few in each one compensating network of every as compared with the case where it connects with the alternating current cable run of a three phase circuit, the formation of small lightweight of equipment and low cost-ization are further realizable.

[0053] Moreover, since the above-mentioned common-mode-voltage compensating network is constituted using a low pass filter, it can respond also to the step of the common mode voltage by what kind of Pulse Density Modulation, and it becomes possible to control generating of a noise more certainly.

[0054] Gestalt 5. drawing 13 of operation is the circuitry Fig. showing the common-mode-noise restraint in the gestalt 5 of implementation of this invention. Here, a common-mode-voltage compensating network and a common mode current compensating network are put side by side, and effective control of a common mode current is aimed at. However, the former common-mode-voltage compensating network is the same as that of what was explained by drawing 1 of the gestalt 1 of previous operation, and explanation for the second time is omitted. The latter common mode current compensating network is greatly different from said example of a gestalt. That is, as shown in drawing 13 , between P of the direct-current cable run of a voltage type inverter 2, and the two poles of N, the capacitors C30 and C31 each other made into the serial are connected, and the node and grounding conductor PE of both the capacitors C30 and C31 are connected.

[0055] The common mode current compensating network in the gestalt 5 of this operation is not referred to as sending compensating current into a track positively and compensating it, and is returned to the above-mentioned direct-current cable run in the form which sucks up the current which flows through the suspension impedances Z2, Z3, Z4, and Z5 through the above-mentioned capacitors C30 and C31 by the example of drawing 13 of the direct-current cable run of a voltage type inverter 2. If it puts in another way, the common mode current generated in a load side will be shut up in each cable run and the ring current way formed with a grounding conductor PE, and control of the common mode current by the side of a power source will be aimed at.

[0056] Usually, LISN21 is inserted in the power-source side of an inverter, and common mode noise is measured, as illustrated by drawing 6 . Therefore, if this point is noted, function sufficient as a common-mode-noise restraint is demonstrated, a common mode transformer is unnecessary, that configuration is very simple, and the common mode current compensating network shown in drawing 13 also has an advantage used as low cost.

[0057] In addition, although the gestalten 1-5 of operation described the example of the inverter of a three phase circuit, it cannot be overemphasized that it is applicable also to the inverter of single phase or a polyphase.

[0058] Moreover, although the output of an inverter stated the thing of 2 level with the gestalten 1-5 of operation, it cannot be overemphasized that it is applicable also to an inverter with the voltage output of with a level of 3 or more many level.

[0059]

[Effect of the Invention] As mentioned above, the common-mode-noise restraint concerning this invention A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects AC power supply and a load, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above Since the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run was controlled Without making supply voltage of a buffer means high specially, the exact compensation electrical potential difference for high frequency component control can be

formed, and positive control of the high frequency component of the common mode voltage in an alternating current cable run is attained.

[0060] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above Since the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run was controlled Without making supply voltage of a buffer means high specially, the exact compensation electrical potential difference for high frequency component control can be formed, and positive control of the high frequency component of the common mode voltage in a direct-current cable run and an alternating current cable run is attained. Moreover, a common mode transformer can be made [which stopped the 1st coil to two pieces] small irrespective of the alternating current source resultant pulse number of an alternating current cable run.

[0061] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The conversion means and load of the above 2nd The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the alternating current cable run to connect by the coil group and the 2nd coil of the 1st coil group inserted in the serial, the 2nd coil which passes a compensation common mode current, and the above 1st, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run The common mode transformer which consists of the 3rd coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 3rd coil of the above, And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 2nd coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 2nd coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current Since the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run was controlled, the configuration which inserts a common mode transformer in the alternating current cable run of the outside for compensation is adopted, and control of a common mode current is attained.

[0062] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. The common mode transformer which consists of the 2nd coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the 1st converter of the above, and the 2nd converter, and the coil group of these 1st, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run, It has a current amplification means to amplify the current of the 2nd coil of the above, and a coupling

means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. By supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the coil insertion point of the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run from the above-mentioned grounding point Since the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run was controlled, control of a common mode current is attained considering a common mode transformer as a small thing which stopped the 1st coil to two pieces irrespective of the alternating current source resultant pulse number of an alternating current cable run.

[0063] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the 1st coil group inserted in the serial, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned alternating current cable run, The difference of the common mode current and the above-mentioned compensation common mode current which it is magnetically combined with each phase of the above-mentioned alternating current cable run by the coil group and the 4th coil of the 3rd coil group inserted in the serial, the 4th coil which passes a compensation common mode current, and the above 3rd, and are generated in the above-mentioned alternating current cable run The 2nd common mode transformer which consists of the 5th coil to detect, a current amplification means to amplify the current of the 5th coil of the above, And it has a coupling means to connect the end and grounding point of the 4th coil of the above. By supplying the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means through the above-mentioned coupling means, the 4th coil, and a current amplification means from the above-mentioned grounding point by making the output of the, above-mentioned current amplification means into the above-mentioned compensation common mode current Have a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and since the above 1st and the 2nd common mode transformer were made into one apparatus which shares both magnetic circuit Both the object for common-mode-voltage compensation and the common mode transformer for common mode current compensation can be inserted in an alternating current cable run, the magnetic circuit is shared, and a miniaturization is realized.

[0064] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. A common-mode-voltage detection means to detect the common mode voltage generated in the alternating current cable run which connects the conversion means and load of the above 2nd, The 1st common mode transformer which consists of the 2nd coil magnetically combined with the 1st coil group inserted in the serial on the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and the coil group of these 1st, The low pass filter which inputs the common mode voltage from the above-mentioned common-mode-voltage detection means through the 1st buffer means, and operates, And by having the 2nd buffer

means which inputs the output of the above-mentioned low pass filter, and operates, and impressing the output difference of the buffer means of the above 1st, and the 2nd buffer means to the 2nd coil of the above A common-mode-voltage compensation means to control the high frequency component of the common mode voltage in the above-mentioned direct-current cable run and an alternating current cable run, The 2nd common mode transformer which consists of the 4th coil which detects the common mode current which it is magnetically combined with the 3rd coil group inserted in the serial on the two poles of the above-mentioned direct-current cable run, and the coil group of these 3rd, and is generated in the above-mentioned direct-current cable run, It has a current amplification means to amplify the current of the 4th coil of the above, and a coupling means to connect the end and grounding point of the above-mentioned current amplification means. By supplying the output of the above-mentioned current amplification means to the location by the side of a load through the above-mentioned coupling means and a current amplification means from the above 1st of the above-mentioned direct-current cable run, and the 3rd coil insertion point from the above-mentioned grounding point Have a common mode current compensation means to control the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run, and since the above 1st and the 2nd common mode transformer were made into one apparatus which shares both magnetic circuit While inserting both the object for common-mode-voltage compensation, and the common mode transformer for common mode current compensation in a direct-current cable run and attaining sharing of the magnetic circuit Irrespective of the alternating current source resultant pulse number of an alternating current cable run, it can consider as the small thing which stopped each of 1st and 3rd coils of a common mode transformer to two pieces.

[0065] Moreover, since the high frequency component of the common mode current in a direct-current cable run was controlled by, as for a low frequency region, the common-mode-noise restraint concerning this invention intercepting that coupling means, and using a high frequency region as the flowing capacitor, the high frequency component of a common mode current can be compensated efficiently.

[0066] Moreover, the common-mode-noise restraint concerning this invention It is what controls the common mode noise generated in the circuit which changes the alternating current power from AC power supply into direct current power with the 1st conversion means, changes the direct current power from the conversion means of the above 1st into alternating current power with the 2nd conversion means, and is supplied to a load. By having the 1st and 2nd capacitors connected by making it a serial mutually among the two poles of the direct-current cable run which connects the conversion means of the above 1st, and the 2nd conversion means, and connecting the node and grounding point of both the above-mentioned capacitors Since the high frequency component of the common mode current in the above-mentioned direct-current cable run was controlled, control of the high frequency component of a common mode current is attained with a very simple configuration.

[0067] Moreover, since the common-mode-noise restraint concerning this invention used that low pass filter more than as the secondary filter, its depressor effect of common mode noise improves further.

[0068] Moreover, since the common-mode-noise restraint concerning this invention constitutes that buffer means from a complementary-type buffer amplifier and those DC power supply were supplied from the direct-current cable run, the special power source for a buffer means becomes unnecessary, and economical efficiency increases.

[Translation done.]

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is drawing showing the configuration of the common-mode-voltage compensating network in the gestalt 1 of implementation of this invention.

[Drawing 2] It is drawing showing the wave of operation over three kinds of common mode voltage in the circuit of drawing 1 .

[Drawing 3] It is the wave form chart in which converting drawing 2 into the same conditions and showing it in order to make the comparison with the former easy.

[Drawing 4] It is drawing explaining actuation of a low pass filter.

[Drawing 5] It is drawing explaining actuation of a high-pass filter.

[Drawing 6] It is drawing showing the configuration of the common-mode-voltage compensating network in the gestalt 2 of implementation of this invention.

[Drawing 7] It is drawing explaining the common-mode-voltage compensation property by the low pass filter of the circuit of drawing 6 .

[Drawing 8] In the circuit of drawing 6 , it is drawing explaining the common-mode-voltage compensation property at the time of changing the degree of a low pass filter.

[Drawing 9] It is drawing showing the configuration of the common-mode-noise restraint in the gestalt 3 of implementation of this invention.

[Drawing 10] It is drawing explaining the common mode current compensation property of the common mode current compensating network of drawing 9 .

[Drawing 11] It is drawing showing the configuration of the common mode transformer of drawing 9 .

[Drawing 12] It is drawing showing the configuration of the common-mode-noise restraint in the gestalt 4 of implementation of this invention.

[Drawing 13] It is drawing showing the configuration of the common-mode-noise restraint in the gestalt 5 of implementation of this invention.

[Drawing 14] It is drawing showing the configuration of the conventional common-mode-voltage compensating network.

[Drawing 15] It is drawing showing the wave of the phase voltage which an inverter generates, and common mode voltage.

[Drawing 16] It is drawing explaining the generating principle of the common mode current which an inverter generates.

[Drawing 17] It is drawing showing the configuration of the conventional common mode current compensating network.

[Drawing 18] It is drawing showing the configuration of the conventional common mode current compensating network.

[Drawing 19] It is drawing explaining the common-mode-voltage compensation property of the circuit of drawing 14 .

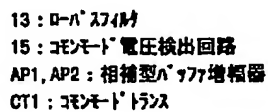
[Drawing 20] It is drawing showing the wave of operation over three kinds of common mode voltage in the circuit of drawing 14 .

[Description of Notations]

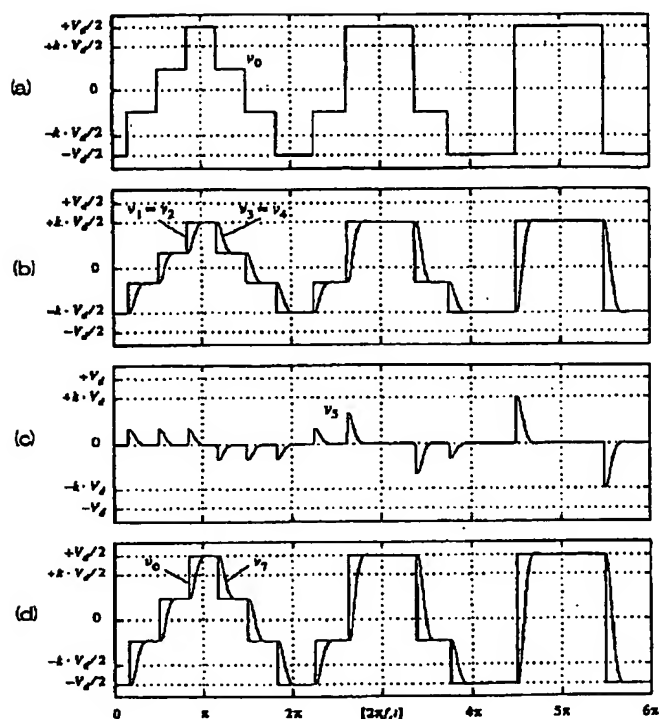
1 A three-phase-circuit network power source, 2 A voltage type inverter, 5 A three-phase-circuit motor, 7 A diode bridge circuit, 8 An inverter circuit, 13 A low pass filter, 15 A common-mode-voltage detector, CT1-CT4 A common mode transformer, AP1, AP2 A complementary-type buffer amplifier, AP3 The source of the current control current, C8, C30, C31 A capacitor, PE Grounding conductor.

[Translation done.]

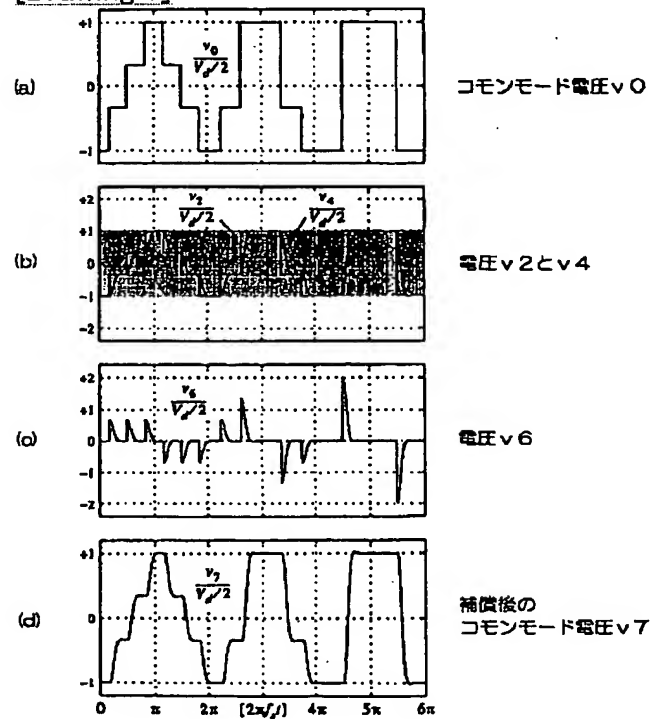
[Drawing 1]

[illegible]

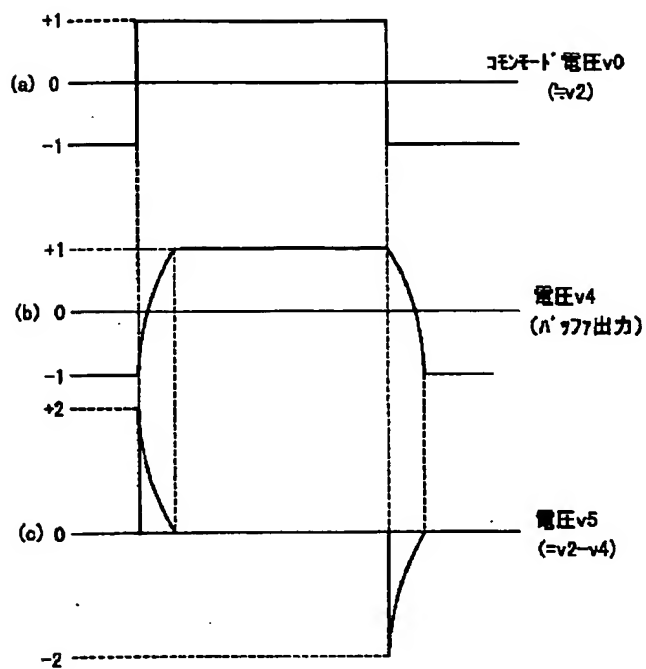
2005/08/11



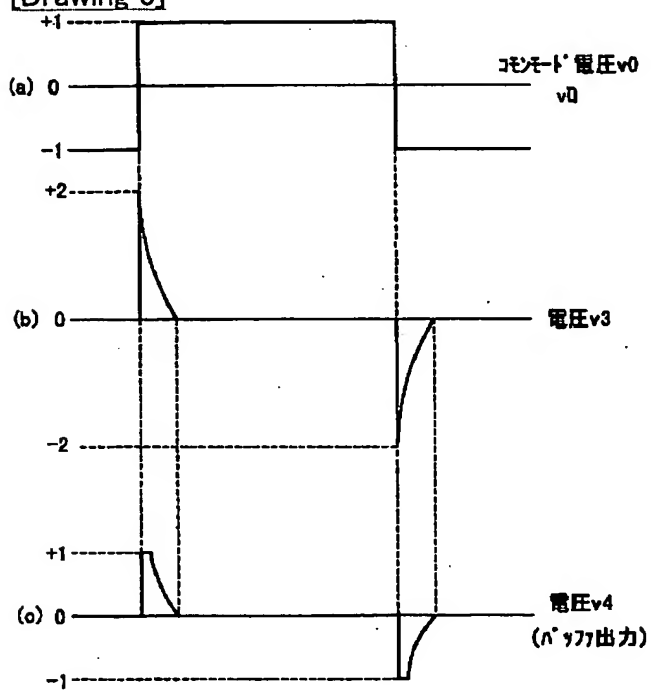
[Drawing 3]



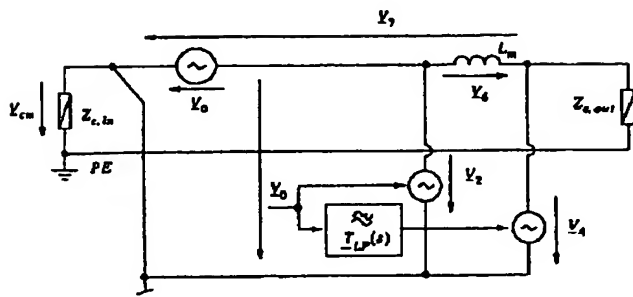
[Drawing 4]



[Drawing 5]



[Drawing 7]



V_{cm} : 系統側のコモンモード電圧ノイズ

$Z_{c,in}$: コモンモードインピーダンス $Z_1 // Z_2 // Z_3 // Z_6$

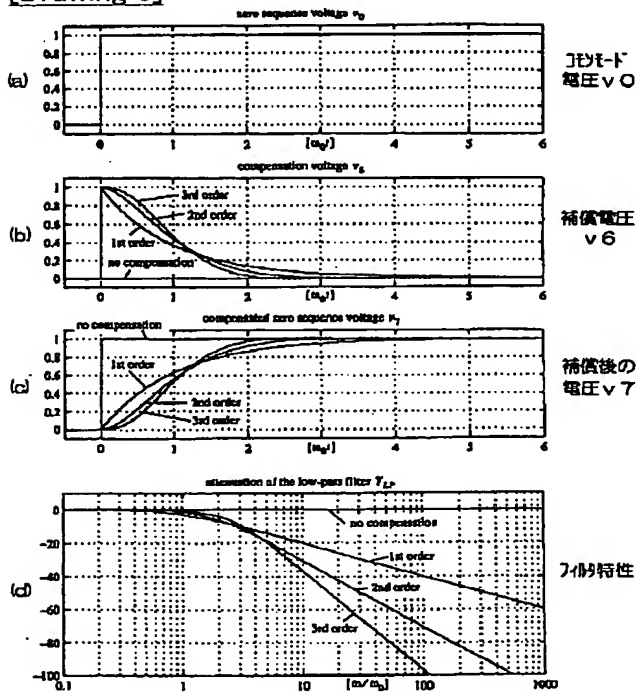
$Z_{c,out}$: コモンモードインピーダンス $Z_4 // Z_5$

L_m : コモンモードトランスの励磁インダクタンス

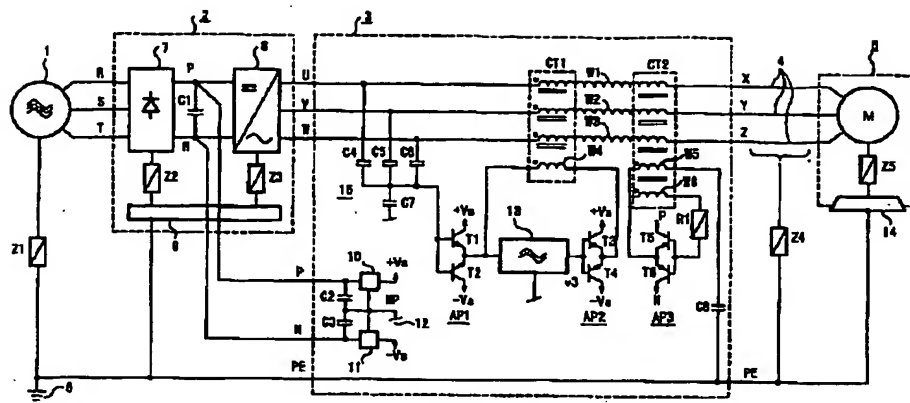
TLP : ローパスフィルタの伝達関数

$$\left. \begin{aligned} V_{cm} &= \frac{Z_{c,in}}{Z_{c,in} + Z_{c,out}} \cdot V_7 \\ V_2 &= V_0 \\ V_4 &= TLP \cdot V_0 \\ V_6 &= V_2 - V_4 \\ V_7 &= V_0 - V_6 \end{aligned} \right\} \rightarrow V_{cm} = \frac{Z_{c,in}}{Z_{c,in} + Z_{c,out}} \cdot TLP \cdot V_0$$

[Drawing 8]

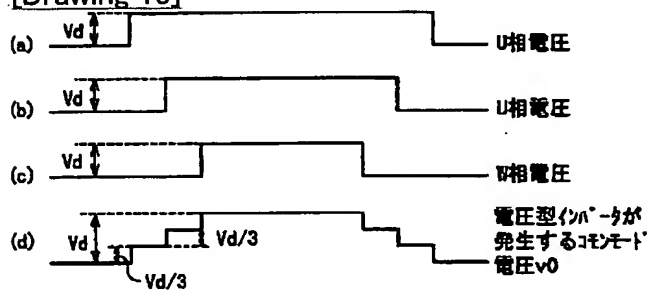


[Drawing 9]

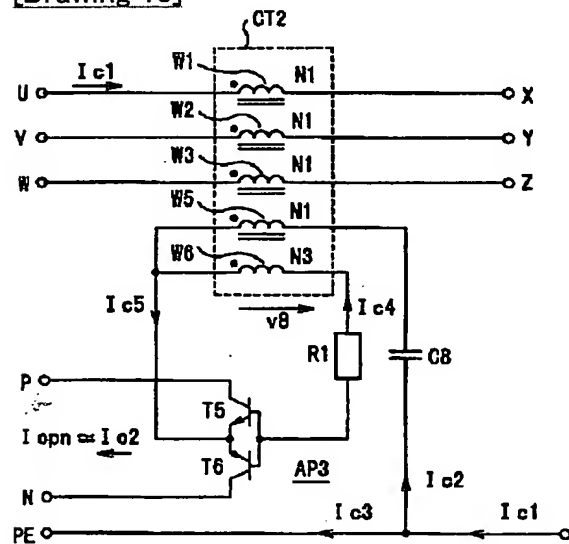


CT2 : センサトランス
 AP3 : 電流制御用電流源
 G8 : コンデンサ

[Drawing 15]



[Drawing 10]



$\alpha = N1/N3$: 巻数比

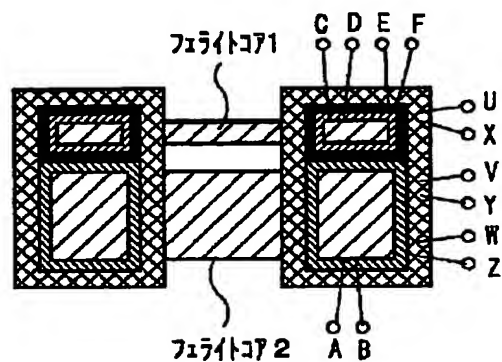
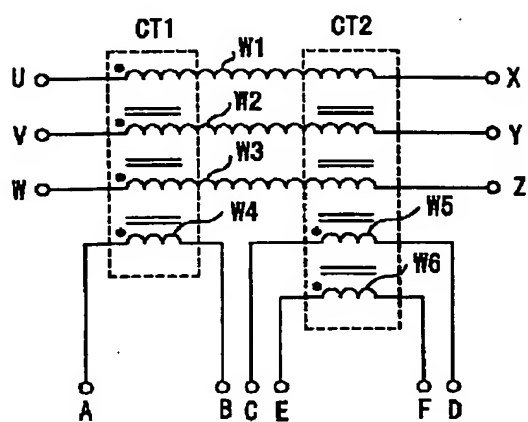
β : 電流増幅率

$$I_{c4} = \alpha (I_{c1} - I_{c2}) \rightarrow I_{c2} = \frac{\alpha \beta}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

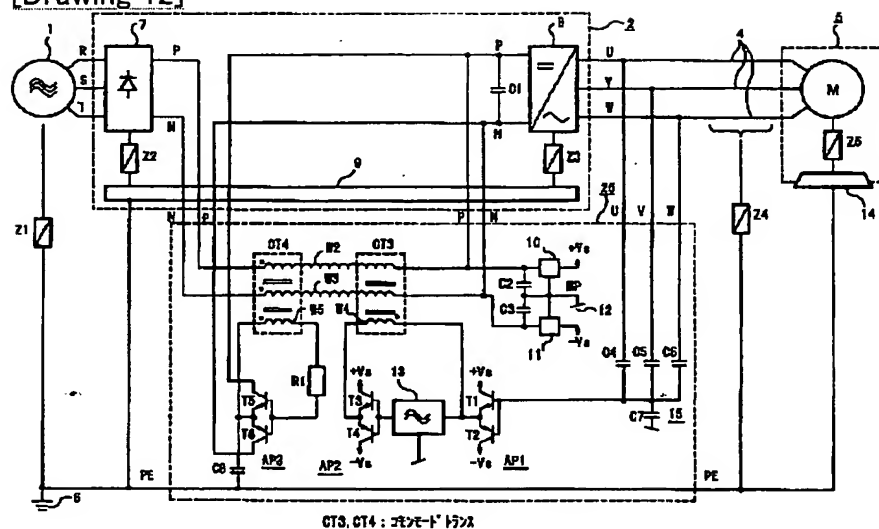
$$I_{c5} = (1 + \beta) I_{c4} \rightarrow I_{c4} = \frac{\alpha}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

$$I_{c5} = I_{c4} + I_{c2} \rightarrow I_{c3} = \frac{1}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

[Drawing 11]

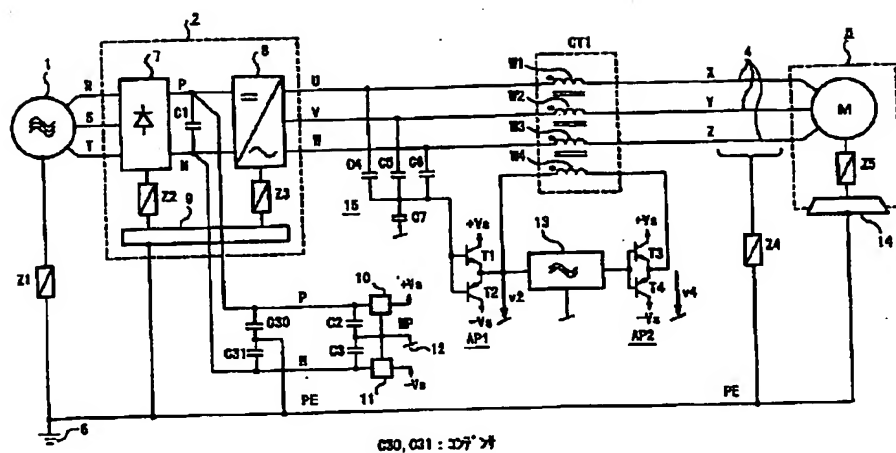


[Drawing 12]

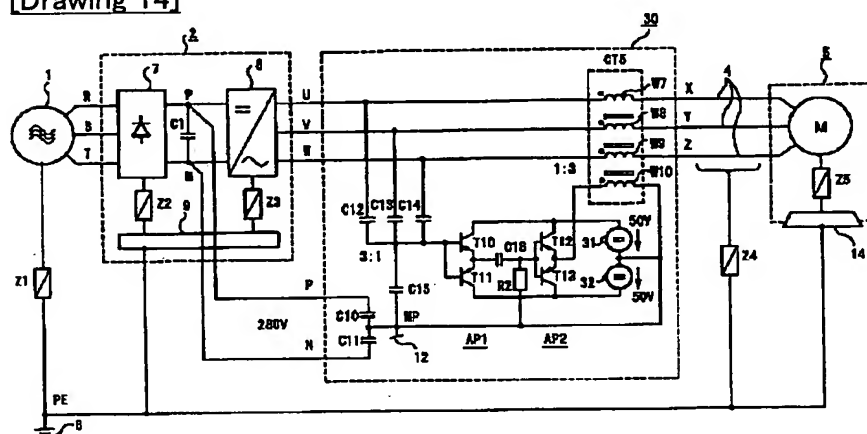


CT3, CT4 : オートトランス

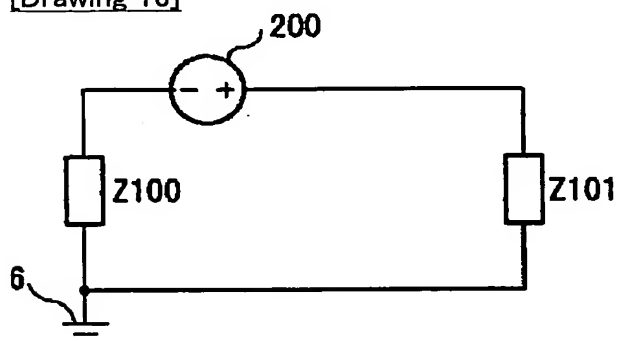
[Drawing 13]



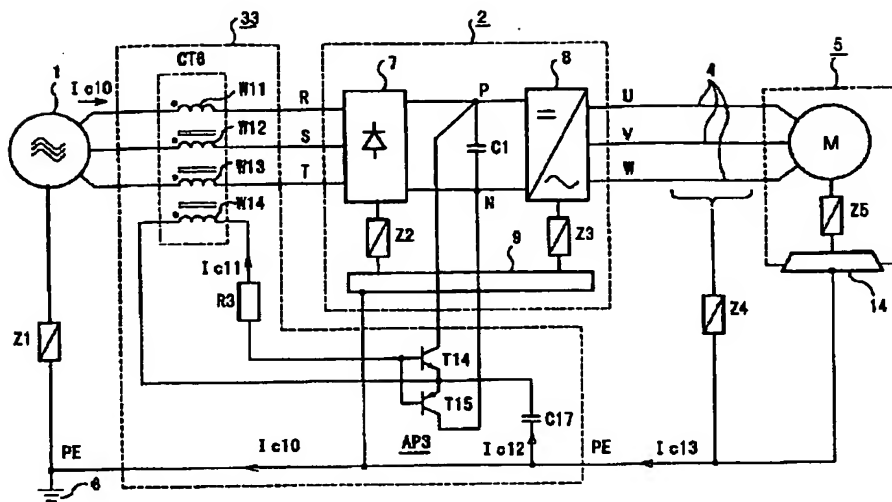
[Drawing 14]



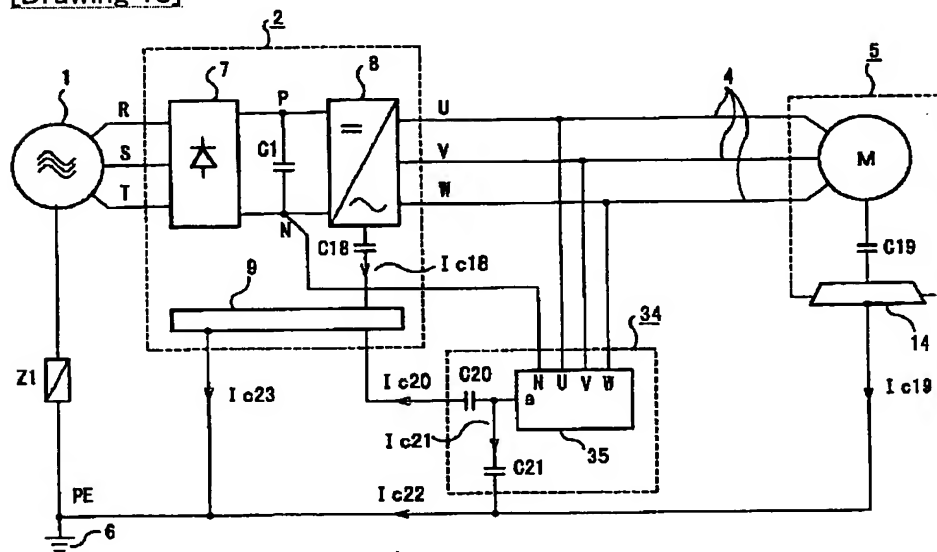
[Drawing 16]



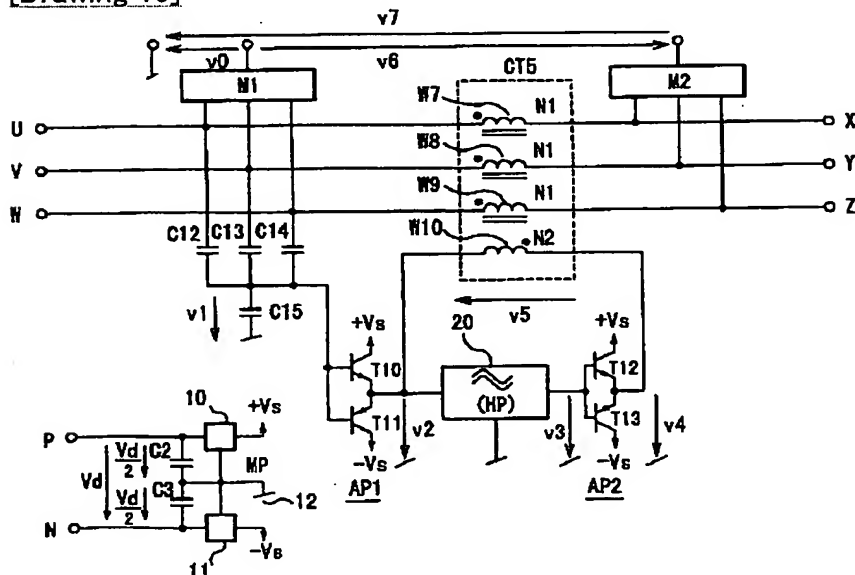
[Drawing 17]



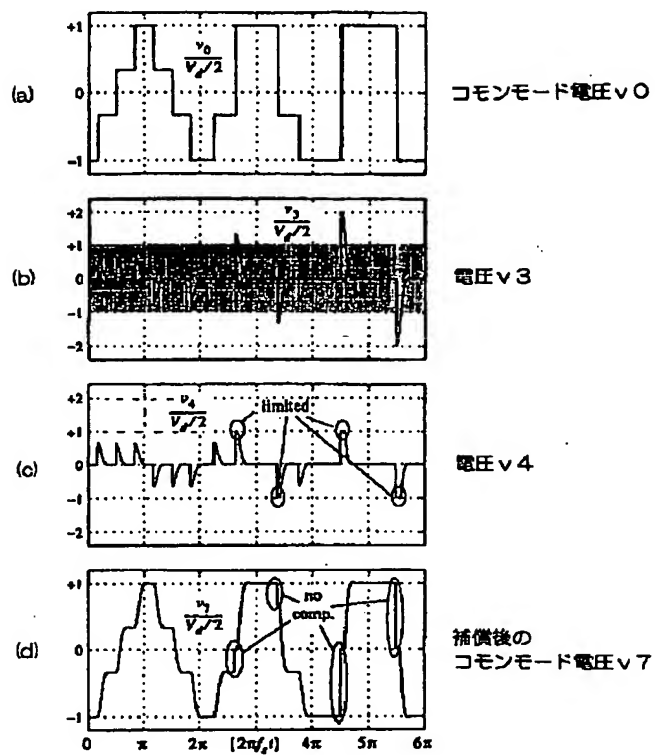
[Drawing 18]



[Drawing 19]



[Drawing 20]



[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-201044
(P2000-201044A)

(43) 公開日 平成12年7月18日 (2000.7.18)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ページ・ト (参考)
H 0 3 H	7/09	H 0 3 H 7/09	A 5 H 0 0 7
H 0 2 M	1/12	H 0 2 M 1/12	5 H 7 4 0
	7/48	7/48	Z 5 J 0 2 4

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願平11-1958

(22) 出願日 平成11年1月7日 (1999.1.7)

(71) 出願人 000008013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 トーマス・アイリンガー

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 東 聖

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74) 代理人 100102439

弁理士 宮田 金雄 (外2名)

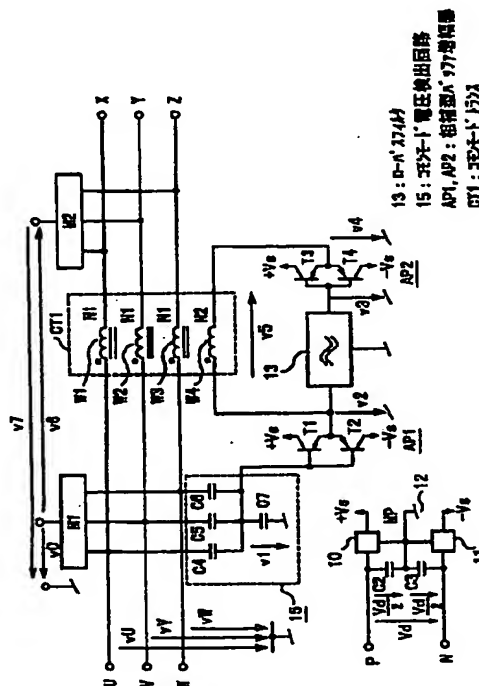
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コモンモードノイズ抑制装置

(57) 【要約】

【課題】 そのバッファ型増幅器の電源電圧をより低い値のものとしてもコモンモード電圧の高周波成分の確実な抑制が可能となるコモンモードノイズ抑制装置を得ること。

【解決手段】 コモンモード電圧補償回路として、交流電路のコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出回路15、交流電路の各相に直列に挿入された巻線W1、W2、W3とこれら巻線と磁気的に係合された巻線W4とを備えたコモンモードトランスCT1、コモンモード電圧検出回路15からのコモンモード電圧を相補型バッファ増幅器AP1を介して入力して動作するローパスフィルタ13、およびローパスフィルタ13の出力を入力して動作する相補型バッファ増幅器AP2を備え、相補型バッファ増幅器AP1とAP2との出力差を巻線W4に印加する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、

上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項2】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、

上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項3】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群と補償コモンモード電流を流す第2の巻線と上記第1の巻線群および第2の巻線に磁気的に結合され上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を検出する第3の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第3の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第2の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、

上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第2の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の

変換手段とを接続する直流電路に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項4】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第1の変換器と第2の変換器とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第2の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、

上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項5】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、

上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、

上記交流電路の各相に直列に挿入された第3の巻線群と補償コモンモード電流を流す第4の巻線と上記第3の巻線群および第4の巻線に磁気的に結合され上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を検出する第5の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第5の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第4の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、

上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第4の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路に供給することにより、

上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、

上記第1および第2のコモンモードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項6】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、

上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、

上記直流電路の両極に直列に挿入された第3の巻線群とこれら第3の巻線群に磁気的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第4の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第4の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、

上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1および第3の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、

上記第1および第2のコモンモードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項7】 カップリング手段を、低周波域は遮断し高周波域は導通するコンデンサとすることにより、直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたことを特徴とする請求項3ないし6のいずれかに記載のコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項8】 交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、

上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極間に互いに直列にして接続された第1および

第2のコンデンサを備え、

上記両コンデンサの接続点と接地点とを接続することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項9】 ローパスフィルタを2次以上のフィルタとしたことを特徴とする請求項1、2または5ないし7のいずれかに記載のコモンモードノイズ抑制装置。

【請求項10】 バッファ手段を相補型バッファ増幅器で構成し、その直流電源を直流電路から供給するようにしたことを特徴とする請求項2、5ないし7または9のいずれかに記載のコモンモードノイズ抑制装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、インバータ装置等にもとづくノイズの低減に関するものであり、特にインバータにより可変速駆動される負荷などから漏洩するコモンモード電圧、コモンモード電流を抑制するコモンモードノイズ抑制装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図14は例えば、平成10年1月発行半導体電力変換研究会資料（SPC-98-43）、「大容量PWMインバータのコモンモード電圧のアクティブ補償回路」、第63～68頁に記載された従来の装置を示す図であり、図において、1は交流3相系統電源、2はダイオードブリッジ回路7、平滑用の直流コンデンサC1、インバータ回路8を含む電圧型インバータ、30はコモンモード電圧補償回路、4は出力ケーブル、5は3相電動機、6は接地点、9は上記電圧型インバータ2の放熱を行うヒートシンク、Z1～Z5は浮遊インピーダンスであり、それぞれ主に浮遊のコンデンサに相当する。14は上記3相電動機5のフレームであり、上記接地点6に接続されている。インバータ回路8は例えばパルス幅変調などで制御される半導体スイッチにより、直流電圧を3相の交流電圧に変換する。感電の危険を防ぐために上記電圧型インバータ2と上記3相電動機5は接地点6に接続されている。上記コモンモード電圧補償回路30において、C10～C16はコンデンサ、T10～T13はトランジスタ、31、32は直流電源、CT5は巻線W7～W10をもつコモンモードトランスである。また抵抗R2とコンデンサC16によりハイパスフィルタを構成する。

【0003】次に上記電圧型インバータ2が発生するコモンモード電圧につき説明する。図15は、PWMの三角波キャリア周波数（スイッチング周波数）の1区間を示す波形図で、図において、(a)は上記電圧型インバータ2の出力電圧であるU相電圧の波形、(b)は同じくV相電圧の波形、(c)は同じくW相電圧の波形であり、インバータ回路8が出力するべき電圧の指令に従って図15に示したようなパルス状の電圧が発生する。各

パルスの大きさは図14の上記コンデンサC1間の電圧Vdである。一方上記パルスにより上記電圧型インバータ2が負荷側に発生するコモンモード電圧v0は図

$$v0 = (vU + vV + vW) / 3$$

図16において、200は上記コモンモード電圧v0の発生源、Z101を上記電圧型インバータ2の出力側の接地点6との浮遊インピーダンス、Z100を上記電圧型インバータ2の入力側における接地点6との浮遊インピーダンスとすると、発生源200によって図15

(d)に示したようなステップ状の電圧が印加されることになる。従って上記2つの浮遊インピーダンスを流れる高周波のコモンモード電流、それに起因する電磁波ノイズが発生する。実際のコモンモード電流の経路としては図14において、上記ダイオードブリッジ回路7と上記接地線PEに接続されたヒートシンク9間に存在する浮遊インピーダンスZ2、上記インバータ回路8と上記ヒートシンク9間に存在する浮遊インピーダンスZ3、上記出力ケーブル4と上記接地線PE間に存在する浮遊インピーダンスZ4、上記3相電動機5の3相入力点と上記接地線PEに接続されたモータフレーム14間に存在する浮遊インピーダンスZ5に代表され、これらはすべて容量性の特性をもつものである。

【0004】次に上記従来例の動作について説明する。上記電圧型インバータ2の出力に現れるコモンモード電圧は、コンデンサC12～C15により検出及び分圧される。上記コモンモード電圧補償回路30の電位基準点は、コンデンサC10及びC11により得られる。トランジスタT10～T13により構成される2つの相補型バッファ増幅器AP1、AP2は、上記ハイパスフィルタC16、R2と上記コモンモード電圧及び上記コモンモードトランスCT5間の相互影響を防ぐためのものである。上記相補型バッファ増幅器AP1、AP2には直流電源31及び32により電圧が供給される。上記コモンモード電圧補償回路30は、コンデンサC16及び抵抗R2で構成されるハイパスフィルタにより、上記コモンモード電圧をフィルタリングした後、高周波のコモンモードトランスCT5にフィルタリングされた電圧を印加し、各相のインバータ出力に上記フィルタリングされた電圧を印加し、上記コモンモード電圧の高周波成分を打ち消す。即ち、ここでは有害ノイズである、例えば150KHz～30MHzの高周波域を補償の対象としており、コモンモード電圧の低周波成分は補償の対象外としている。このようにして、上記コモンモード電圧補償回路30は、上記3相電動機5に接続されるX、Y、Z端子電圧におけるコモンモード電圧の傾きを抑制し、これにより出力ケーブル4、3相電動機5と大地間に存在する浮遊インピーダンスを通して流れる電流が抑制され、上記系統電源1を通して流れる、コモンモード電流を抑制することができる。

【0005】図17は例えば、平成9年電気学会産業応

(d)の様に与えられ、式(1)の關係に従い、その電圧ステップ幅は $(1/3) \cdot Vd$ となる。

(1)

用部門全国大会、No. 80、「アクティブEMIフィルタのエアコンへの応用」、第181～182頁に記載された他の従来の装置を示す図であり、図において33はコモンモード電流補償回路であり、電圧型インバータ2の入力側のコモンモード電流Ic10は、上記コモンモード電流補償回路33中の高周波コモンモードトランスCT6により検出される。コモンモード電流の検出値である、上記高周波コモンモードトランスCT6の2次側電流Ic11は、トランジスタT14、T15及び抵抗R3から構成される電流アンプにより増幅される。このようにして増幅された電流Ic12はコンデンサC17、上記電流アンプ、直流コンデンサC1、インバータ回路8、3相電動機5を介して流れる。このようにして、上記電流Ic12はIc10の増幅した値を持つように制御されるため、3相電動機5の漏洩電流Ic13の多くの部分はIc12として流れ、上記3相系統電源1を通して流れるコモンモード電流Ic10が抑制される。従って、電流増幅係数(Ic12/Ic10)が大きければ大きいほど、コモンモード電流Ic10の値は小さくなる。

【0006】図18は例えば特開平9-37593号公報に記載された他の従来の装置を示す図であり、図において、34はコモンモード電流補償回路である。電圧型インバータ2のコモンモード電圧により引き起こされるコモンモード電流はインバータ回路8のパワー半導体とヒートシンク9間の浮遊コンデンサC18、及び3相電動機5の入力端子と接地線PE間の浮遊コンデンサC19を通して流れる。これらのコモンモード電流を補償するために、2つのコンデンサC20及びC21が、C20の容量値=C18の容量値、C21の容量値=C19の容量値、となるように接続されている。上記コンデンサC20、C21は可変電圧源35に接続され、上記可変電圧源35はインバータのコモンモード電圧を検出し、端子aにおいて、上記コモンモード電圧を打ち消す電圧を発生する。その結果、 $Ic20 = -Ic18$ 、 $Ic21 = -Ic19$ となり、上記3相系統電源1を通して流れる、コモンモード電流Ic23、及びIc22は抑制される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】先ず、図14に示した従来の装置においては、既述した通り、抑制補償の対象をコモンモード電圧の高周波成分としているので、C12～C15で検出したコモンモード電圧の出力からハイパスフィルタC16、R2でその高周波成分を抽出しその出力をコモンモードトランスCT5の巻線W10に印加する。そして、このハイパスフィルタの前後には入

力、出力端との相互影響を防ぐため相補型バッファ増幅器AP1およびAP2を設ける構成となっている。以上の構成からコモンモード電圧の抑制補償が確実になされない可能性がある等の問題点がある。以下、この現象を詳細に説明する。

【0008】図19は、この補償回路部分を示すもので、図において、M1およびM2は説明のための3相線のコモンモード電圧を測定する装置である。また、図20は従来例のハイパスフィルタを用いてコモンモード電圧を補償した結果を示す図である。図において、横軸は時間軸、(a)はインバータ回路8により発生する3相電動機5におけるコモンモード電圧 v_0 、(b)は図19におけるハイパスフィルタ20の出力電圧 v_3 、(c)は相補型バッファ増幅器AP2の出力電圧 v_4 、(d)は補償後のコモンモード電圧 v_7 であり、 v_0 、 v_3 、 v_4 、 v_7 は共に電圧型インバータ2の直流コンデンサC1の直流電圧 V_d の $1/2$ 、 $V_d/2$ で規格化している。また、それぞれ横方向に並ぶ3つのパターンは、典型的なコモンモード電圧 v_0 の波形を示すもので、図示左端のものは先の図15で例示したものである。即ち、このパターンのコモンモード電圧 v_0 は、立上り、立下りのステップの高さが直流電圧 V_d の $1/3$ となる。他の2者のパターンはそのステップ高さがいずれも $V_d/3$ より大きいものである。

【0009】ハイパスフィルタは、図14にその典型例を示したように、例えば、入出力端子間に直列に挿入されたコンデンサC16と出力端子に並列に接続された抵抗R2とから構成される。従って、当然のことながら、ハイパスフィルタに図20(a)に示すようなステップ状の電圧 v_0 が入力された場合、その出力電圧 v_3 は、ゼロレベルから一旦、ステップの高さに相当する波高値まで立ち上がる(または立ち下がる)。

【0010】ところで、図14に例示した従来の装置では、相補型バッファ増幅器AP2は、直流電源31、32とトランジスタT12、T13のシングルエンドブッシュアップ回路で構成されているので、直流電源31、32の電圧 $\pm 50V$ までの振幅しか出力できない。一方、電圧型インバータ2の直流コンデンサC1の電圧 V_d は280Vであるので、コモンモード電圧 v_0 のステップ高さがその $1/3$ ($280/3 \approx 93.3V$)までのものは出力可能であるが、ステップ高さが上記値を越えると、その出力電圧が制限されることになる。

【0011】図20(c)は、この様子を示しており、左端のステップ高さが $V_d/3$ となるコモンモード電圧 v_0 の場合は、ハイパスフィルタの出力波形 v_4 に至みはないが、ステップ高さが $V_d/3$ を越える、同図中央および右端に示すコモンモード電圧 v_0 の場合は、図に丸で囲んで示すように、直流電源31、32の電圧によってハイパスフィルタの出力電圧 v_4 の波高値が制限され、本来のハイパスフィルタ出力波形から歪んだものと

なる。この結果、この電圧 v_4 を基に補償した電圧 v_7 には、同図(d)に丸で囲んで示すように、実質的に補償されない急峻な波形の部分が存在し、高周波成分を含有することになり、完全にコモンモード電流を抑制することができないという問題点があった。

【0012】また、これを防ぐには上記トランジスタT12、T13からなる相補型バッファ増幅器AP2の電圧源の電圧値を上げればよいが、これにより上記トランジスタT12、T13に耐圧が大きいものを必要とすることになり、コストが高くなるという問題点があった。また、一般的に、トランジスタはその耐圧仕様を上げると応答性能が低下し、ハイパスフィルタとしての出力特性が低下し、結果として、コモンモード電流抑制の補償が不完全となる。

【0013】また、図14の従来の装置では電圧を印加することによりコモンモード電流を抑制し、図17の従来の装置では電流を印加することによりコモンモード電流を抑制する。当然ながらこれら2つの方法を同時に実施すればコモンモード電流の抑制効果も大きくなるが、図14に示した従来の装置は、インバータの3相出力電圧にコモンモード電圧を印加するために、インバータの出力側にコモンモードトランスを必要とする。また、図17に示した従来の装置は、コモンモード電流を検出するために、インバータの入力側にコモンモードトランスを必要とする。よって装置としてインバータの入力側及び出力側にそれぞれトランスを接続する必要があり、上記2つの従来例を同時に実施する構成としたときには、コスト、重量、体積が大きくなるという問題点があった。

【0014】また、図18に示した従来の装置においては、上記コンデンサC20及びC21の容量値は上記浮遊のコンデンサC18、C19の容量値と同じとしなければならないが、上記浮遊のコンデンサの値は出力ケーブル4の長さや3相電動機5を別の電動機に取り替えたときなどにおいて変化するため、その都度上記コンデンサC20及びC21の容量値を調節しなければならないという問題点があった。

【0015】この発明は上記のような問題点を解消するためになされたもので、その相補型バッファ増幅器の電源電圧をより低い値のものとしてもコモンモード電圧の高周波成分の確実な抑制が可能となるコモンモードノイズ抑制装置を得ることを目的とする。

【0016】また、その高周波成分の抑制効果を一層高めることを目的とする。更に、コモンモード電圧の補償手段およびコモンモード電流の補償手段の設置位置の自由度向上を図るとともに両者併設時の構成の簡便化を実現することを目的とする。また、コモンモード電流の補償手段についてもその構成の簡便化を実現することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたものである。

【0018】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたものである。

【0019】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群と補償コモンモード電流を流す第2の巻線と上記第1の巻線群および第2の巻線に磁気的に結合され上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を検出する第3の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第3の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第2の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第2の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路に供給す

ることにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたものである。

【0020】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第1の変換器と第2の変換器とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第2の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたものである。

【0021】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、上記交流電路の各相に直列に挿入された第3の巻線群と補償コモンモード電流を流す第4の巻線と上記第3の巻線群および第4の巻線に磁気的に結合され上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を検出する第5の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第5の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第4の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第4の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、上記第1および第2のコモン

モードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたものである。

【0022】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁氣的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、上記直流電路の両極に直列に挿入された第3の巻線群とこれら第3の巻線群に磁氣的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第4の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第4の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1および第3の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、上記第1および第2のコモンモードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたものである。

【0023】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのカップリング手段を、低周波域は遮断し高周波域は導通するコンデンサとすることにより、直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたものである。

【0024】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極間に互いに直列にして接続された第1および第2のコンデンサを備え、上記両コンデンサの

$$v_0 = (v_U + v_V + v_W) / 3$$

と表される。図1において、第1の相補型バッファ増幅器AP1の入力電圧 v_1 は上記コモンモード電圧 v_0 に

接続点と接地点とを接続することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたものである。

【0025】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのローパスフィルタを2次以上のフィルタとしたものである。

【0026】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのバッファ手段を相補型バッファ増幅器で構成し、その直流電源を直流電路から供給するようにしたものである。

【0027】

【発明の実施の形態】実施の形態1. 以下、この発明の実施の形態1を図に基づいて説明する。図1は本発明のコモンモード電圧補償手段としてのコモンモード電圧補償回路を示したものであり、従来例図14の30に相当する部分を本発明に従って新たに描きだしたものである。図1に示した部分以外については従来例と同様であるので説明を省略する。13はローパスフィルタである。トランジスタT1、T2により、高入力インピーダンス低出力インピーダンスの第1のバッファ手段としての相補型バッファ増幅器AP1を構成し、コンデンサC4～C7からなるコモンモード電圧検出手段としてのコモンモード電圧検出回路15とローパスフィルタ13およびコモンモードトランスCT1との間での相互影響を防止する機能を持たせる。上記コモンモード電圧補償回路では、その電位基準点を電圧型インバータ2の直流電圧の中性点MP(12)とする。上記中性点MPは、上記正端子Pと負端子Nに接続された同一容量値をもつコンデンサC2、C3により電圧 V_d を2分することにより得られる。上記第1の相補型バッファ増幅器AP1は上記中性点MPの電位を基準として $\pm V_s$ の電圧源に接続される。上記2つの電圧源は降圧手段としての直流/直流変換器10、11により得られる。上記第1の相補型バッファ増幅器AP1の出力は上記コモンモードトランスCT1の第2の巻線としての巻線W4およびローパスフィルタ13に接続される。トランジスタT3、T4で構成される第2のバッファ手段としての相補型バッファ増幅器AP2により、上記ローパスフィルタ13と上記巻線W4との間の相互影響を防止する機能を持たせる。

【0028】次に図1を用いて動作について説明する。上記コモンモード電圧検出回路15はインバータ回路8と3相電動機5とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出する。上記中性点MPの電位を基準にした場合、上記電圧型インバータ2のコモンモード電圧 v_0 は出力電圧 v_U 、 v_V 、 v_W を用いて、

$$(1)$$

比例し、コンデンサC4、C5、C6、C7により分圧することにより得られる。このとき電圧 v_1 は、

$$\begin{aligned}
 v1 &= Cx / (Cx + C7) * (vU + vV + vW) \\
 &= k * (vU + vV + vW) / 3 \\
 &= k * v0
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

ここで、

$$C4 = C5 = C6 = Cx, k = 3 * Cx / (Cx + C7) \tag{3}$$

と表される。

【0029】また、上記巻線W4にかかる電圧v5は、上記第1の相補型バッファ増幅器AP1の出力をv2、

$$v5 = v2 - v4 \rightleftharpoons v2 - v3 \tag{4}$$

ここで、電圧v3は電圧v2にローパスフィルタ13の伝達関数をかけた波形となっているのでv2-v3、即ちv5の電圧は、電圧v2にハイパスフィルタの伝達関数をかけた波形となる。即ち、

$v5 = f * v2$ (f:ハイパスフィルタとしての伝達関数)

$$v6 = v5 / k \tag{5}$$

となる。また、 $v2 \rightleftharpoons v1 = k * v0$ から

$$v6 \rightleftharpoons f * v0 \tag{6}$$

となる。即ち、電圧v6は電圧v0に対してハイパスフィルタが通されたような特性を持つことになる。上記電圧v6は上記コモンモードトランスCT1により、上記電圧型インバータ2の出力電圧vU、vV、vWの各々にコモンモード電圧として印加される。従って、上記コモンモードトランスCT1には、従来と同様、例えば高周波フェライトコアなどの材料が使用される。ここで説明を簡単にするため、実際には存在しないコモンモード電圧測定装置M1、M2により電圧v0、v6、v7が図1のように測定されているものとする。

【0031】図2は上記コモンモード電圧補償回路の基本動作を説明するものである。図において、横軸を時間として、(a)はインバータ回路8により発生する3相電動機5におけるコモンモード電圧v0、(b)は図1におけるコモンモード電圧v1及びローパスフィルタ13の出力電圧v3、(c)は電圧v5、(d)は補償前のコモンモード電圧v0と補償後のv7である。それぞれ3つのパターンのコモンモード電圧v0に対する波形を示している。上記第1および第2の相補型バッファ増幅器AP1、AP2での電圧降下が少ないことから、 $v1 \rightleftharpoons v2$ 、 $v3 \rightleftharpoons v4$ である。図2(c)において、上記電圧v5が上記電圧v1に比較してハイパスフィルタを通したような特性となっていることを示している。もともと発生していたコモンモード電圧v0に補償用のコモンモード電圧v6を足し込むことによって、インバータ動作により発生するコモンモード電圧v7の電圧傾きは図2(d)に示すように、補償前のコモンモード電圧v0と比較して、ずっと低く抑えられる。即ち、コモンモード電圧の高周波成分が大幅に抑制される。また本発明におけるコモンモード電圧補償動作は図2に示すように様々な電圧ステップに対応することができる。

【0032】図14の従来例との対比のために、図20

上記第2の相補型バッファ増幅器AP2の入力および出力をそれぞれv3、v4として、

【0030】この波形はコモンモードトランスCT1の各相第1の巻線であるW1、W2、W3の巻線N1と第2の巻線W4の巻線N2との比により増幅されて電圧v6となるが、 $N1/N2 = 1/k$ としておくことにより、

で説明した時の回路と同条件とした場合の、本発明によるコモンモード電圧補償動作を図3に示す。(a)はインバータ回路8により発生する3相電動機5におけるコモンモード電圧v0、(b)は図1における電圧v2及び電圧v4、(c)は電圧v6、(d)は補償前のコモンモード電圧v0と補償後のコモンモード電圧v7である。本発明では、ローパスフィルタ13を用いてコモンモード電圧の補償を行うため、図20(c)に示したような電圧制限を受けることがない。

【0033】ここでは、従来のハイパスフィルタ20を用いた場合と、この発明によるローパスフィルタ13を用いた場合のその出力電圧特性の違いについて、図4、図5によりその解説を試みる。先ず、図4は本発明の構成によるコモンモード電圧補償部の動作を説明するものであり、図において、(a)はコモンモード電圧v0、(b)は図1の回路図における電圧v4、(c)は同じく電圧v5であり、($v5 = v2 - v4$)で定義される。(a)で示したコモンモード電圧v0の大きさは図に示すようにプラスマイナス1のステップ状の波形であったと仮定する。このとき電圧v4は図(b)のように(a)の波形にローパスフィルタ13を通した波形となる。従って電圧v5は(c)に示すように高さが2の大きさのハイパスフィルタを通したような波形となり、巻線W4に印加され、コモンモード補償電圧として働く。このときトランジスタT3、T4からなる相補型バッファ増幅器AP2が出力する電圧は±1の大きさでよいいため、図1の電源電圧Vsの大きさが1以上あれば補償動作可能となる。

【0034】次に図5の従来例の構成によるコモンモード電圧補償部の動作を説明する。図において(a)はコモンモード電圧v0、(b)は図19の回路図における電圧v3、(c)は同じく電圧v4である。(a)で示

したコモンモード電圧 v_0 の大きさは図4と同様にプラスマイナス1のステップ状の波形であったと仮定する。このとき電圧 v_3 は図(b)に示すように(a)の波形にハイパスフィルタ20を通した波形となる。従って電圧 v_3 は高さが2の大きさの波形となる。このとき図4と同様に電源電圧 V_s の大きさが1であったとすると、電圧 v_3 の波形はそのまま伝達されずに図(c)に示すようにピークがカットされたような波形となってしまう。従って、既述したように、完全にコモンモード電圧を補償することができないという問題がある。また、完全に補償するためにはトランジスタT3、T4を駆動する電源電圧値を2倍にする必要があり、トランジスタT3、T4の耐圧を2倍としなければならずコストが増大する訳である。逆に、この発明の場合は、トランジスタT3、T4を低い電圧で駆動できるので、コストが増大せず、また、相補型バッファ増幅器としての応答特性も良好となり、結果してコモンモード電圧の高周波成分のより確実な抑制効果が実現する。

【0035】このようにインバータが発生するコモンモード電圧としての上記電圧 v_7 の傾きは減少するため、キャパシタンスとしての特性が顕著である上記浮遊インピーダンスZ4、Z5に流れる高周波もれ電流を抑制することができる。かつ、上記3相電動機5の端子に発生するサージ電圧を抑制するため、3相電動機の絶縁設計が容易となる。また、いかなるPWMによるゼロ相電圧のステップの大きさにも対応して補償することができるため、コモンモード電流の抑制効果をより大きくすることができる。

【0036】なお、以上の説明では、コモンモード電圧補償手段を、3相系統電源1に接続される電圧型インバ

$$V_{cm} = (-Z_{cin} / (Z_{cin} + Z_{cout})) * v_0 * TLP \quad (7)$$

【0039】これより、系統側のコモンモード電圧 V_{cm} (の高周波成分)の抑制効果は上記ローパスフィルタの関数TLPに直接関与することがわかる。また、ローパスフィルタの次数が高ければ高いほど、上記コモンモード電圧 V_{cm} の抑制効果を高くすることができる。簡単に説明するため、図8にローパスフィルタの次数を変えた時のコモンモード電圧の補償効果を示す。図において、(a)は単位ステップに規格化したコモンモード電圧 v_0 、(b)は上記コモンモード電圧を補償するための補償電圧 v_6 、(c)は上式(7)中の $v_0 * TLP$ に相当する補償後のコモンモード電圧 v_7 、(d)はフィルタの周波数特性を示している。図(b)よりフィルタの次数が高いほど時間軸0の点における電圧波形が滑らかとなる。具体的には1次のフィルタの場合には時間軸0の点における電圧傾きが大きいのにに対して、フィルタの次数が高くなるほどその電圧波形が滑らかになり電圧傾きが小さくなっている。これにより補償後の電圧波形(c)における電圧立ち上がり、フィルタの次数が大きいほど滑らかになり、結果的に電圧 v_7 による高周

波成分が低く抑えられることになる。これを周波数領域で確認すると、(d)に示すように、ローパスフィルタの次数が大きければ大きいほど高周波における減衰率が大きくなるので、(a)のようなステップ応答の波形に対して高周波成分が少なくなることは明らかである。従ってローパスフィルタの次数を大きくすればするほど $v_0 * TLP$ の高周波成分が減り、結果的に Z_{cin} や Z_{cout} を支配的に形成する浮遊コンデンサに流れる電流が減少することとなり、コモンモード電流によるノイズを更に抑制することができる。

【0037】実施の形態2. 次に図6にて上記ローパスフィルタ13の次数がどのようにコモンモード電圧抑制に影響するかを説明する。インバータなどの装置が系統電源に向かって発生するノイズの測定、いわゆる雑音端子電圧の測定の際には、標準インピーダンスを装置と系統の間に挿入する。これはLISN (Line Impedance Stabilization Network: 擬似電源回路網) と呼ばれるものであり図6中21で示す。上記LISN21は接地線との間にインピーダンスZ6をもつものである。ここで説明を簡単にするためにコモンモード電圧測定器M3が上記LISN21と電圧型インバータ2の間に接続されているものとする。

【0038】図7は図6の回路のうち、コモンモード電圧補償回路を含むコモンモードの等価回路を模式的に表したものである。図7に記されたすべての記号はラプラス領域で記されている。ここで、 Z_{cin} は上記浮遊インピーダンスZ1~Z3及び上記LISN21のインピーダンスZ6の並列接続されたインピーダンスを表し、 Z_{cout} は上記浮遊インピーダンスZ4、Z5の並列接続されたインピーダンスを表す。ローパスフィルタのラプラス変換をTLPとして表す。電圧型インバータのコモンモード電圧 v_0 と上記測定器M3で測定されるコモンモード電圧 V_{cm} の関係は以下のように表される。

波成分が低く抑えられることになる。これを周波数領域で確認すると、(d)に示すように、ローパスフィルタの次数が大きければ大きいほど高周波における減衰率が大きくなるので、(a)のようなステップ応答の波形に対して高周波成分が少なくなることは明らかである。従ってローパスフィルタの次数を大きくすればするほど $v_0 * TLP$ の高周波成分が減り、結果的に Z_{cin} や Z_{cout} を支配的に形成する浮遊コンデンサに流れる電流が減少することとなり、コモンモード電流によるノイズを更に抑制することができる。

【0040】実施の形態3. 図9はコモンモード電圧補償回路とコモンモード電流補償回路を一体化した場合の装置全体を示す図であり、一体化されたコモンモード電圧及びコモンモード電流補償手段としての補償回路3は上記3相電圧型インバータ2の出力U、V、Wと上記出力ケーブル4の3相の端子X、Y、Zとの間の交流回路に接続される。また、上記正端子Pと負端子N及び接地線PEが上記補償回路3に接続される。コモンモード電圧補償回路の基本的動作は実施の形態1~2と同様であ

るため説明を省略する。図10に図9におけるコモンモード電流補償手段の回路を示す。図においてCT2はコモンモード電流を検出する第2のコモンモードトランス、トランジスタT5、T6及び抵抗R1は電流増幅手段である電流制御電流源AP3を構成する。コンデンサC8は第2のコモンモードトランスCT2の巻線W5の一端と接地線PEとを接続するカップリング手段である。上記コモンモード電流を検出するコモンモードトランスCT2は上記電圧型インバータ2の出力端子U、V、Wと上記出力ケーブル4との間の交流電路に直列に接続され、例えば高周波のフェライトコアを用いたものであり、3つの巻線W1、W2、W3が同一のターン数N1で巻かれ、低電力を扱う巻線W5が同じくターン数N1で巻かれ、低電力を扱う巻線W6がターン数N3で巻かれている。上記コモンモードトランスCT2は上記電圧型インバータ2により負荷側に出力されるコモンモード電流Ic1を検出する。上記電流Ic1は上記3相電動機5から上記電圧型インバータ2に接地線PEを介

$$Ic4 = \alpha * (Ic1 - Ic2) \quad (8)$$

$$\alpha = N1 / N3 : \text{巻数比} \quad (9)$$

【0042】上記電流Ic4は更に上記電流制御電流源AP3により増幅され出力される。上記電流制御電流源

$$Ic5 = (1 + \beta) * Ic4$$

結果的に、補償コモンモード電流Ic2とコモンモード

$$Ic2 = ((\alpha * \beta) / (1 + \alpha * \beta)) * Ic1 \quad (11)$$

$$Ic3 = (1 / (1 + \alpha * \beta)) * Ic1 \quad (12)$$

以上より、巻数比 α が大きければ大きいほど、またトランジスタの電流増幅ゲイン β が大きければ大きいほど電流Ic2は電流Ic1に等しくなる。上記コンデンサC8を通して流れる電流Ic2は、直流コンデンサC1へ流れる電流Icpnとなり系統電源へは流れなくなるため、コモンモード電流Ic3が抑制され、3相系統電源1を介して流れるコモンモード電流の高周波成分を抑制することができる。

【0043】以上のように、この実施の形態3においては、コモンモードトランスCT2に巻線W5、W6を備えることで、補償コモンモード電流を供給する直流電路よりも負荷側の交流電路の位置であるにもかかわらず補償後の電流に相当する電流の検出を可能とする構成としたので、コモンモード電圧補償用のコモンモードトランスとコモンモード電流補償用のコモンモードトランスを共に同じ交流電路に挿入することができる。すなわち従来例ではインバータの入力側にあったコモンモード電流補償用のコモンモードトランスを、本発明ではインバータの出力側の交流電路に接続できるようにしたことにより、図10中のコモンモードトランスCT2およびコモンモード電圧補償用のコモンモードトランスCT1を1つのトランスとして構成できるようになる。図11に上記コモンモードトランスCT1及びCT2を一体化した構成例を示す。上記コモンモード電圧補償回路、上記コ

して流れる。コンデンサC8は上記トランスCT2の巻線W6と接地線PEを低周波的にディカップリングする、即ち、低周波域は遮断し高周波域は導通するために接続される。

【0041】上記コモンモード電流補償回路の目的とするところは、図中の電流Ic2を補償電流（補償コモンモード電流）として制御することである。電流Ic2を上記コンデンサC8を通して、ダイオードブリッジ回路7とインバータ回路8とを接続する直流電路へ供給することにより、上記接地線PEに流れるコモンモード電流Ic3が抑制され、結果的に上記3相系統電源側に流れ込むコモンモード電流を大幅に抑制することができる。詳細動作を説明すると、上記補償電流Ic2をIc1に等しく制御するために、上記コモンモードトランスCT2は電流Ic1と電流Ic2との差（即ち、補償後の電流に相当する）を増幅した電流Ic4を巻線W6を用いて以下の式にしたがって検出する。

$$(8)$$

$$(9)$$

AP3の出力電流Ic3は β をトランジスタT5、T6の電流増幅ゲインとすると以下ようになる。

$$(10)$$

電流Ic3の関係は以下ようになる。

$$(11)$$

$$(12)$$

モンモード電流補償回路におけるコモンモードトランスCT1及びCT2を図11のように2つのフェライトコアを用いて一体型としている。低電力に供する巻線W5とW6に関与するフェライトコア1の厚みは小さくすることができる。

【0044】以上のように本発明によれば、上記コモンモード電圧補償回路が電流Ic1を抑制し、上記コモンモード電流補償回路は、さらに残留したIc1を上記電圧型インバータの直流電路の方へバイパスするため、上記3相系統電源1を介して流れるコモンモード電流が大幅に抑制され、インバータ機器から系統側へのノイズ発生を更に抑制することができる。

【0045】また、上記コモンモード電圧補償回路はローパスフィルタを用いて構成されるため、いかなるパルス幅変調によるコモンモード電圧のステップにも対応できることとなり、ノイズの発生をより確実に抑制することが可能となる。

【0046】また、上記コモンモード電圧補償回路及び上記コモンモード電流補償回路に必要とするコモンモードトランスを一体型としたことにより、装置の小型軽量化、低コスト化を実現することができる。

【0047】なお、上記では、補償コモンモード電流Ic2の通電路を構成するカップリング手段として、低周波成分を遮断し高周波成分を導通するコンデンサC8を

採用してコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたが、更に広い周波数域で導通性を有するカップリング手段を採用することにより、コモンモード電流における抑制対象周波数域を拡大するようにしてもよい。

【0048】実施の形態4. 図12にコモンモード電圧補償回路とコモンモード電流補償回路とを一体化した他の形態を示す。図において、25はコモンモード電圧コモンモード電流補償手段としてのコモンモード電圧補償回路とコモンモード電流補償回路を一体化した補償回路である。コモンモード電圧補償回路は、そのコモンモード電圧検出回路15は先の形態例と同じく出力ケーブル4である交流電路に設けているが、そのコモンモードトランスCT3はダイオードブリッジ回路7とインバータ回路8とを接続する直流電路に挿入し、巻線W4に供給される補償電圧 v_5 を巻線W2、W3を介してこの直流電路に供給する構成となっている。基本的な動作は先の形態例のものと同様であるので、それ以上の説明は省略する。

【0049】一方、コモンモード電流補償回路は、そのコモンモードトランスCT4を上記直流電路に設け、この直流電路の両極に直列に挿入した巻線W2、W3およびこれら両巻線W2、W3に磁気的に結合された巻線W5により検出した電流を増幅してその出力を、上記直流電路のコモンモードトランスCT4より負荷側の位置に供給する構成となっている。即ち、コモンモードトランスをダイオードブリッジ回路7より負荷側の直流電路に設けている点を除けば、当該コモンモードトランスをダイオードブリッジ回路7より電源側の交流線路に設けている従来の図17で示したコモンモード電流補償回路と基本的に変わることはない。勿論、先の図10で説明したコモンモード電流補償回路の構成を採用してもよい。

【0050】このようにして、上記補償回路25を上記電圧型インバータ2の直流電路に接続したことにより、上記浮遊インピーダンスZ4及びZ5を流れる漏洩電流を抑制することができただけでなく、半導体スイッチとヒートシンク9間に存在する浮遊インピーダンスZ3を流れる漏洩電流も抑制することができるため、インバータ機器から系統側へのノイズ発生を更に抑制することができる。

【0051】また、上記コモンモード電圧補償回路が3相電動機5を流れるコモンモード電流 I_{c1} を抑制し、上記コモンモード電流補償回路は、さらに残留した I_{c1} を上記電圧型インバータ2の直流電路にバイパスするため、上記3相系統電源1を介して流れるコモンモード電流が大幅に抑制され、インバータ機器から系統側へのノイズ発生を更に抑制することができる。

【0052】また、上記コモンモード電圧補償回路及び上記コモンモード電流補償回路に必要とするコモンモードトランスを一体型とし、かつ上記一体化されたコモン

モード電圧補償回路及びコモンモード電流補償回路は図12のように接続されているため、3相の交流電路に接続する場合に比較して、上記コモンモードトランスにおける巻線がそれぞれの補償回路にて1つずつ少なくすることができるため、更に装置の小型軽量化、低コスト化を実現することができる。

【0053】また、上記コモンモード電圧補償回路はローパスフィルタを用いて構成されるため、いかなるパルス幅変調によるコモンモード電圧のステップにも対応できることとなり、ノイズの発生をより確実に抑制することが可能となる。

【0054】実施の形態5. 図13はこの発明の実施の形態5におけるコモンモードノイズ抑制装置を示す回路構成図である。ここでも、コモンモード電圧補償回路とコモンモード電流補償回路とを併設して、コモンモード電流の効果的な抑制を図っている。但し、前者のコモンモード電圧補償回路は先の実施の形態1の図1で説明したものと同一で、再度の説明は省略する。後者のコモンモード電流補償回路が前記形態例と大きく相違する。即ち、図13に示すように、電圧型インバータ2の直流電路のP、Nの両極間に互いに直列にしたコンデンサC30およびC31を接続し、両コンデンサC30、C31の接続点と接地線PEとを接続したものである。

【0055】この実施の形態5におけるコモンモード電流補償回路は、補償電流を積極的に線路に送り込んで補償するというものではなく、電圧型インバータ2の直流電路の、図13の例では、浮遊インピーダンスZ2、Z3、Z4、Z5を介して流れる電流を上記コンデンサC30、C31を介して吸い上げる形で上記直流電路へ戻す。換言すれば、負荷側で発生するコモンモード電流を各電路と接地線PEとで形成される環流路内に閉じ込め、電源側におけるコモンモード電流の抑制を図るというものである。

【0056】通例、コモンモードノイズは、図6で例示したように、変換装置の電源側にLISN21を挿入して測定される。従って、この点に着目すれば、図13に示すコモンモード電流補償回路も、コモンモードノイズ抑制装置として十分な機能を発揮し、コモンモードトランスが不要でその構成が極めて簡便であり、低コストとなる利点がある。

【0057】なお、実施の形態1～5では3相のインバータの例について述べたが、単相や多相のインバータにも適用できることは言うまでもない。

【0058】また、実施の形態1～5では、インバータの出力が2レベルのものについてのべたが、3レベル以上の多レベルの電圧出力をもつインバータにも適用できることは言うまでもない。

【0059】

【発明の効果】以上のように、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源と負荷とを接続する交

流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたので、バッファ手段の電源電圧を特別に高くすることなく、高周波成分抑制のための正確な補償電圧を形成することができ、交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分の確実な抑制が可能となる。

【0060】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するようにしたので、バッファ手段の電源電圧を特別に高くすることなく、高周波成分抑制のための正確な補償電圧を形成することができ、直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分の確実な抑制が可能となる。また、交流電路の交流相数にかかわらず、コモンモードトランスを、その第1の巻線を2個に留めた小形のものとすることができる。

【0061】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群と補償コモンモード電流を流す第2の巻線と上記第1の巻線群および第2の巻線に磁気的に結合され上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を

検出する第3の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第3の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第2の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第2の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたので、補償対象外の交流電路にコモンモードトランスを挿入する構成を採用して、コモンモード電流の抑制が可能となる。

【0062】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第1の変換器と第2の変換器とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第2の巻線とからなるコモンモードトランス、上記第2の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するようにしたので、交流電路の交流相数にかかわらず、コモンモードトランスを、その第1の巻線を2個に留めた小形のものとして、コモンモード電流の抑制が可能となる。

【0063】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記交流電路の各相に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、上記交流電路の各相に直列に挿入された第3の巻線群と補償コモンモード電流を流す第4の巻線と上記第3の巻線群および第4の巻線に磁気的に結合さ

れ上記交流電路に発生するコモンモード電流と上記補償コモンモード電流との差を検出する第5の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第5の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記第4の巻線の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記補償コモンモード電流として上記接地点から上記カップリング手段、第4の巻線および電流増幅手段を経て上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、上記第1および第2のコモンモードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたので、コモンモード電圧補償用およびコモンモード電流補償用のコモンモードトランスを共に交流電路に挿入でき、その磁気回路を共有して小形化が実現する。

【0064】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第2の変換手段と負荷とを接続する交流電路に発生するコモンモード電圧を検出するコモンモード電圧検出手段、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極に直列に挿入された第1の巻線群とこれら第1の巻線群に磁気的に結合された第2の巻線とからなる第1のコモンモードトランス、上記コモンモード電圧検出手段からのコモンモード電圧を第1のバッファ手段を介して入力して動作するローパスフィルタ、および上記ローパスフィルタの出力を入力して動作する第2のバッファ手段を備え、上記第1のバッファ手段と第2のバッファ手段との出力差を上記第2の巻線に印加することにより、上記直流電路および交流電路におけるコモンモード電圧の高周波成分を抑制するコモンモード電圧補償手段と、上記直流電路の両極に直列に挿入された第3の巻線群とこれら第3の巻線群に磁気的に結合され上記直流電路に発生するコモンモード電流を検出する第4の巻線とからなる第2のコモンモードトランス、上記第4の巻線の電流を増幅する電流増幅手段、および上記電流増幅手段の一端と接地点とを接続するカップリング手段を備え、上記電流増幅手段の出力を上記接地点から上記カップリング手段および電流増幅手段を経て上記直流電路の上記第1および第3の巻線挿入位置より負荷側の位置に供給することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流を抑制するコモンモード電流補償手段とを備え、上記第1および第2のコモンモードトランスを、両者の磁気回路を共有する一体型としたので、コモンモード電圧補償用およびコモンモード電流補償用のコモンモードトランスを共に直流電路に挿入してその磁気回路の共有が可能になるとともに、交流電路の交流相数にかかわらず、コモンモードトランスの第1お

よび第3の巻線をいずれも2個に留めた小形のものとすることができる。

【0065】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのカップリング手段を、低周波域は遮断し高周波域は導通するコンデンサとすることにより、直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたので、コモンモード電流の高周波成分を効率よく補償することができる。

【0066】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、交流電源からの交流電力を第1の変換手段で直流電力に変換し、上記第1の変換手段からの直流電力を第2の変換手段で交流電力に変換して負荷に供給する回路で発生するコモンモードノイズを抑制するものであって、上記第1の変換手段と第2の変換手段とを接続する直流電路の両極間に互いに直列にして接続された第1および第2のコンデンサを備え、上記両コンデンサの接続点と接地点とを接続することにより、上記直流電路におけるコモンモード電流の高周波成分を抑制するようにしたので、極めて簡便な構成でコモンモード電流の高周波成分の抑制が可能となる。

【0067】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのローパスフィルタを2次以上のフィルタとしたので、コモンモードノイズの抑制効果が一層向上する。

【0068】また、この発明に係るコモンモードノイズ抑制装置は、そのバッファ手段を相補型バッファ増幅器で構成し、その直流電源を直流電路から供給するようにしたので、バッファ手段のための特別の電源が不要となって経済性が高まる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1におけるコモンモード電圧補償回路の構成を示す図である。

【図2】 図1の回路における3種類のコモンモード電圧に対する動作波形を示す図である。

【図3】 図2を従来との比較を容易にするため同じ条件に換算して示す波形図である。

【図4】 ローパスフィルタの動作を説明する図である。

【図5】 ハイパスフィルタの動作を説明する図である。

【図6】 この発明の実施の形態2におけるコモンモード電圧補償回路の構成を示す図である。

【図7】 図6の回路のローパスフィルタによるコモンモード電圧補償特性を説明する図である。

【図8】 図6の回路において、ローパスフィルタの次数を変えた場合のコモンモード電圧補償特性を説明する図である。

【図9】 この発明の実施の形態3におけるコモンモードノイズ抑制装置の構成を示す図である。

【図10】 図9のコモンモード電流補償回路のコモン

モード電流補償特性を説明する図である。

【図11】 図9のコモンモードトランスの構成を示す図である。

【図12】 この発明の実施の形態4におけるコモンモードノイズ抑制装置の構成を示す図である。

【図13】 この発明の実施の形態5におけるコモンモードノイズ抑制装置の構成を示す図である。

【図14】 従来のコモンモード電圧補償回路の構成を示す図である。

【図15】 インバータが発生する相電圧およびコモンモード電圧の波形を示す図である。

【図16】 インバータが発生するコモンモード電流の発生原理を説明する図である。

【図17】 従来のコモンモード電流補償回路の構成を示す図である。

【図18】 従来のコモンモード電流補償回路の構成を示す図である。

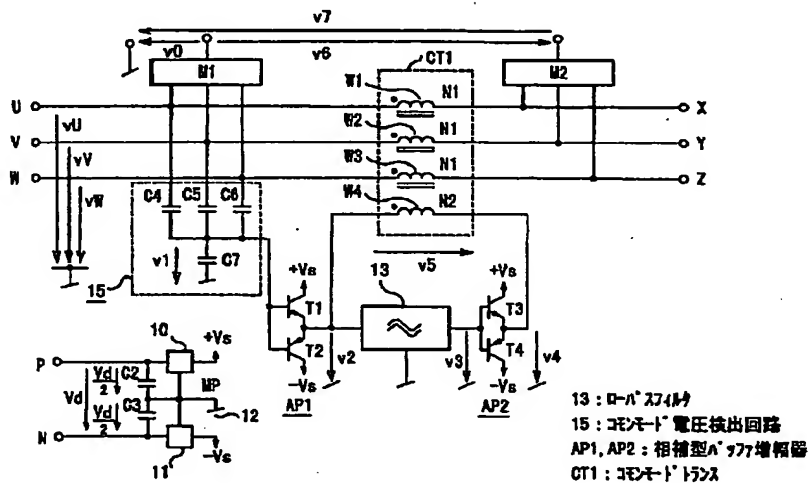
【図19】 図14の回路のコモンモード電圧補償特性を説明する図である。

【図20】 図14の回路における、3種類のコモンモード電圧に対する動作波形を示す図である。

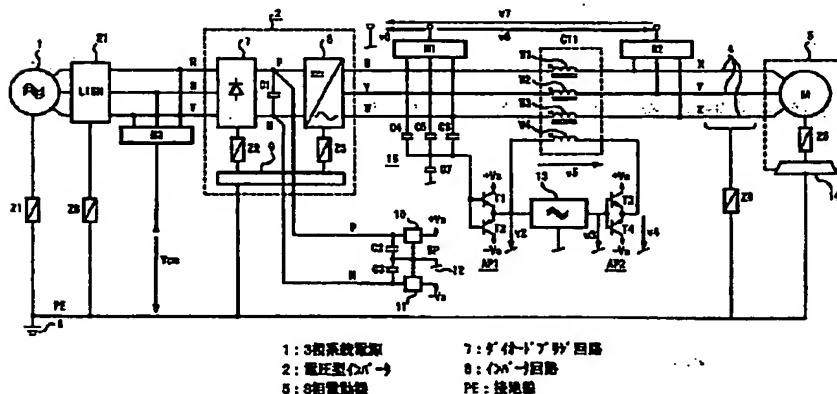
【符号の説明】

1 3相系統電源、2 電圧型インバータ、5 3相電動機、7 ダイオードブリッジ回路、8 インバータ回路、13 ローパスフィルタ、15 コモンモード電圧検出回路、CT1～CT4 コモンモードトランス、AP1、AP2 相補型バッファ増幅器、AP3 電流制御電流源、C8、C30、C31 コンデンサ、PE 接地線。

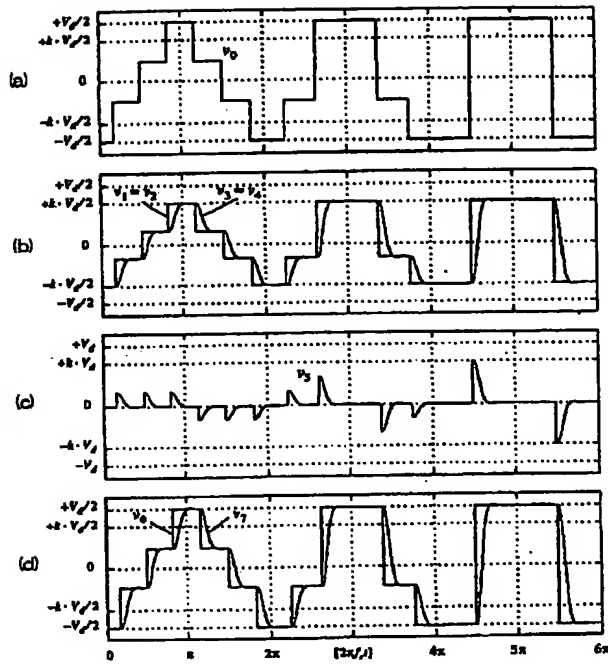
【図1】



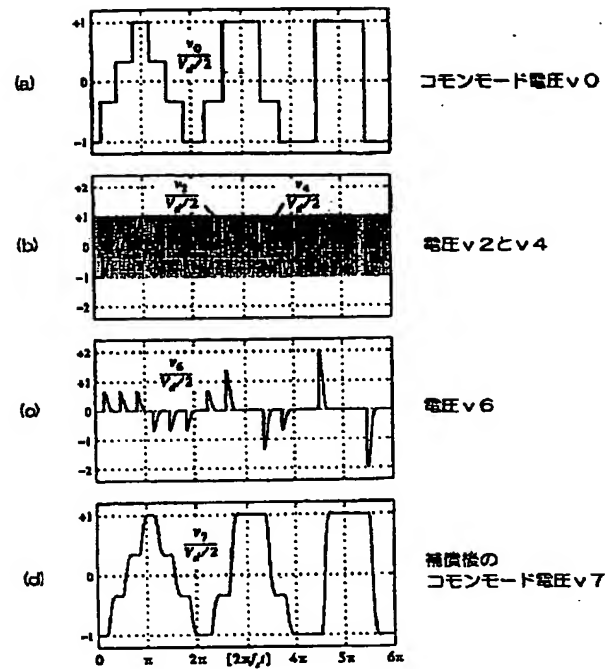
【図6】



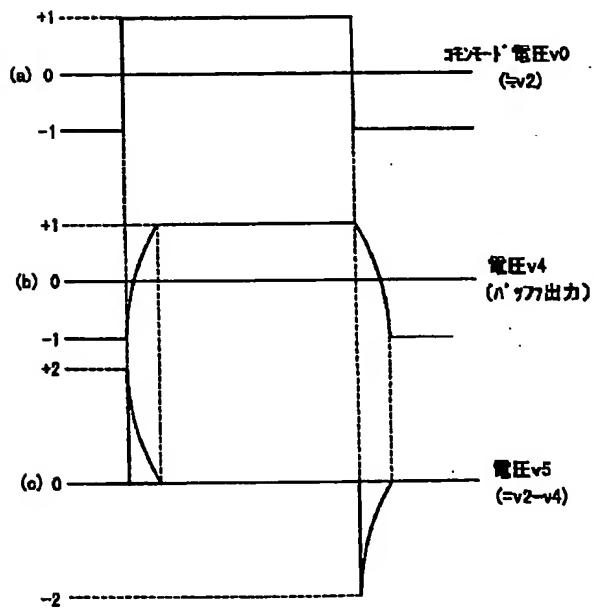
【図2】



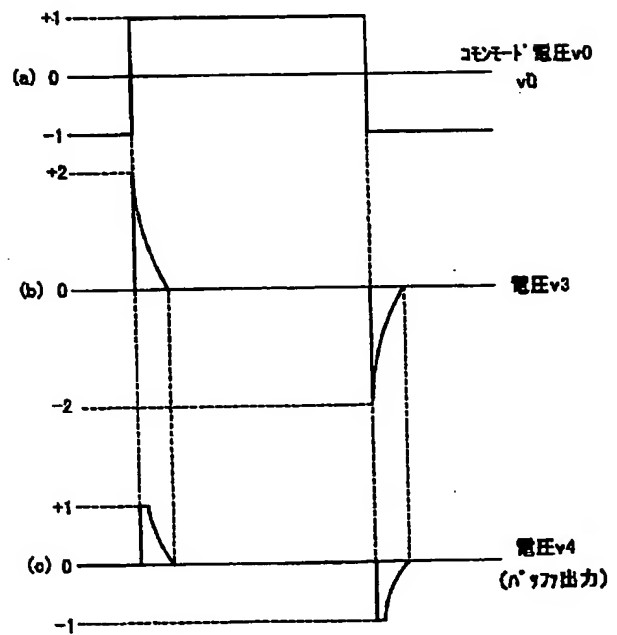
【図3】



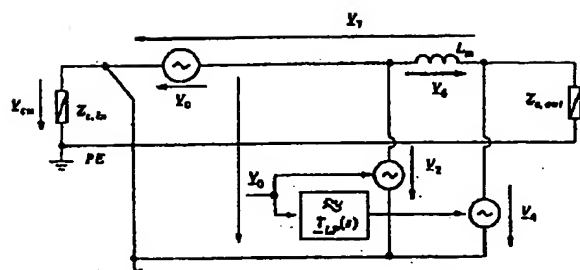
【図4】



【図5】



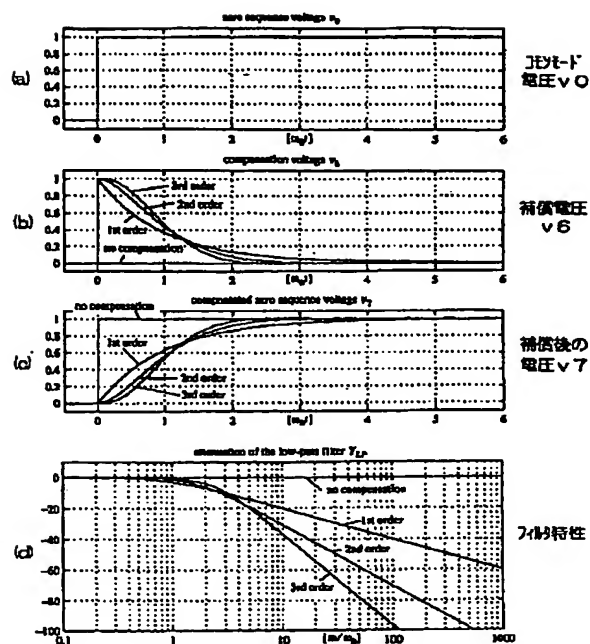
【図7】



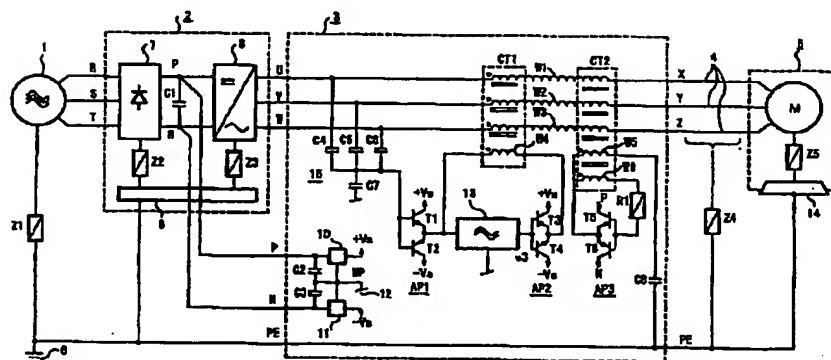
Vom : 系統側のコモンモード電圧ノイズ
Zoin : コモンモードインピーダンス Z1//Z2//Z3//Z6
Zcout : コモンモードインピーダンス Z4//Z5
Lm : コモンモードトランスの励磁インダクタンス
TLP : ローパスフィルタの伝達関数

$$\left. \begin{aligned} Y_{em} &= \frac{Z_{c, in}}{Z_{c, in} + Z_{c, out}} \cdot Y_1 \\ Y_2 &= Y_0 \\ Y_4 &= \frac{T_{LP}}{T_{LP}} \cdot Y_0 \\ Y_6 &= Y_2 - Y_4 \\ Y_7 &= Y_0 - Y_6 \end{aligned} \right\} \rightarrow Y_{em} = \frac{Z_{c, in}}{Z_{c, in} + Z_{c, out}} \cdot \frac{T_{LP}}{T_{LP}} \cdot Y_0$$

【図8】

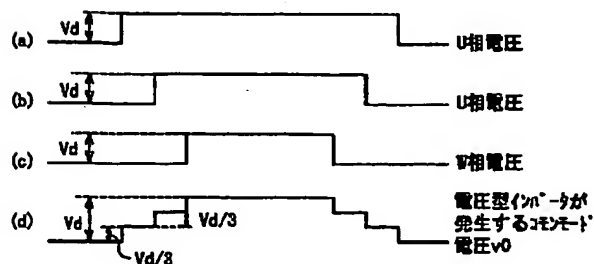


【图9】

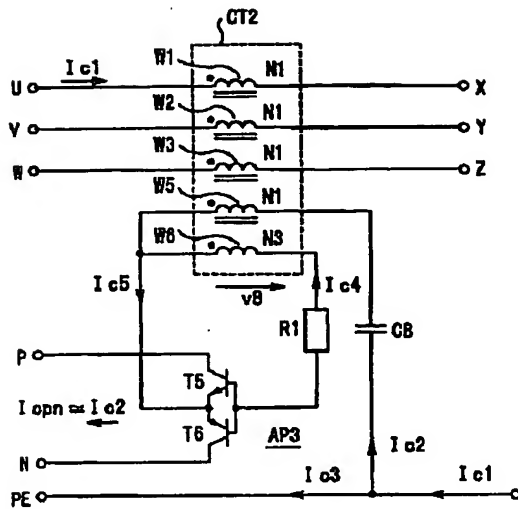


GT2 : フォート 15m
AP3 : 電磁制御電流源
CB : 325°

【例15】



【図10】


 $\alpha = N1/N3$: 巻数比

 β : 電圧増幅率

$$I_{c4} = \alpha (I_{c1} - I_{c2})$$

$$\rightarrow I_{c2} = \frac{\alpha \beta}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

$$I_{c5} = (1 + \beta) I_{c4}$$

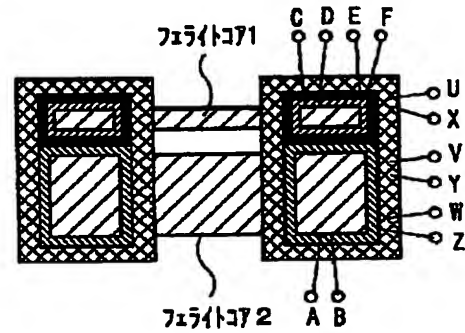
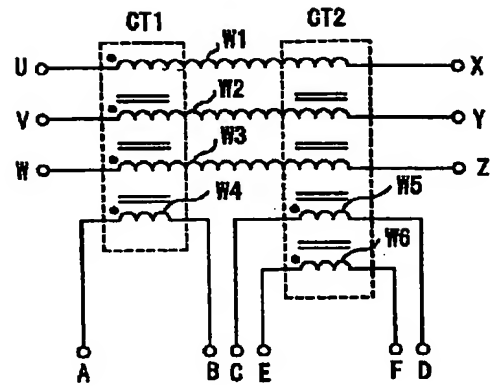
$$\rightarrow I_{c4} = \frac{\alpha}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

$$I_{c5} = I_{c4} + I_{c2}$$

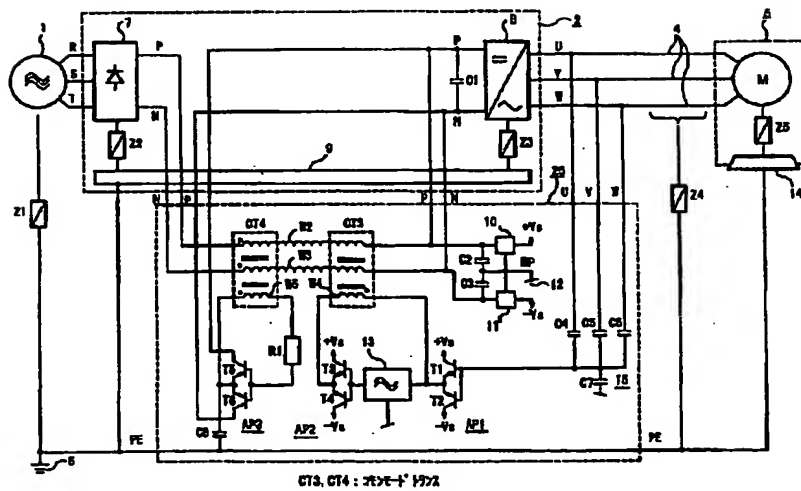
$$I_{c3} = I_{c1} - I_{c2}$$

$$\rightarrow I_{c3} = \frac{1}{1 + \alpha \beta} \cdot I_{c1}$$

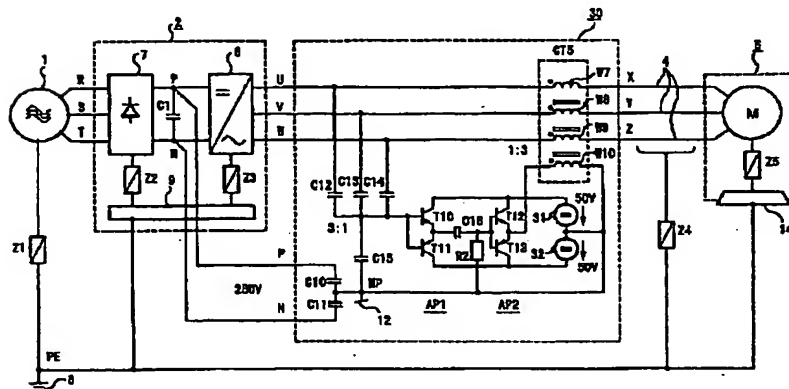
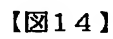
【図11】



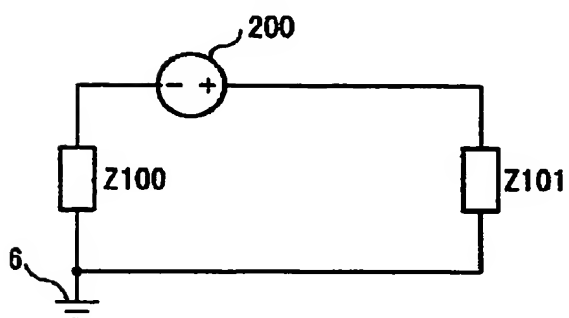
【図12】



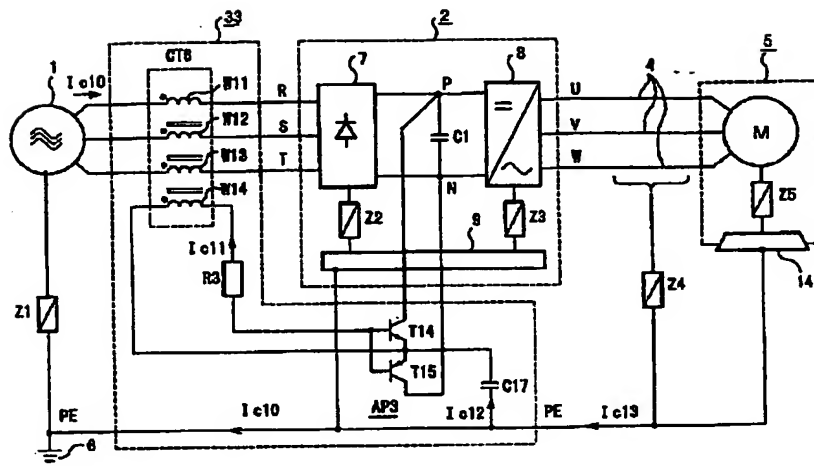
CT3, CT4 : 75VA-1' 1572



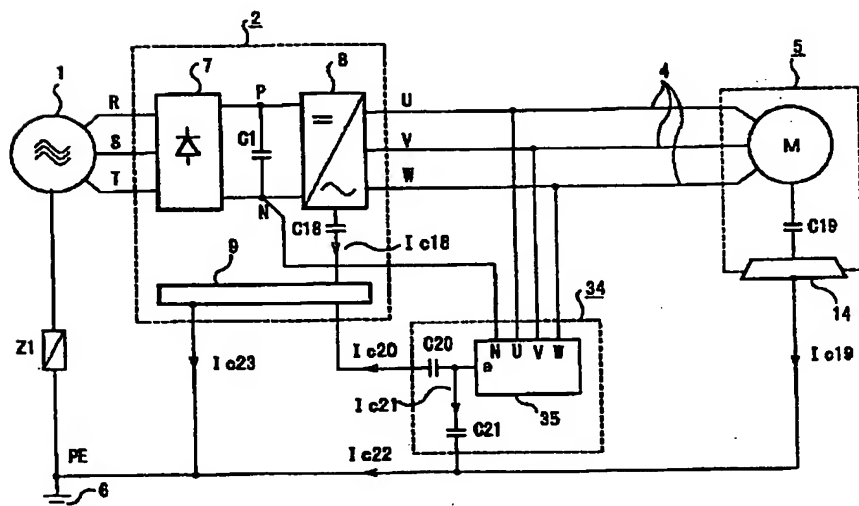
【图16】



【図17】



【图18】



Fターム(参考) 5H007 AA01 AA08 BB06 CA01 CB05
CC09 DC05 HA02
5H740 BA18 BB05 BB09 BB10 BC01
BC02 BC10 MM01 NN02 PP10
5J024 AA01 BA14 CA19 DA01 DA26
EA09